

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) . Int. Cl.⁷
H04B 7/02

(11) 공개번호 10-2005-0013011
(43) 공개일자 2005년02월02일

(21) 출원번호 10-2003-0051833
(22) 출원일자 2003년07월26일

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 채찬병
서울특별시동대문구제기2동벽산아파트104동1701호

서창호
서울특별시동작구대방동14-15호

김병윤
경기도수원시팔달구영통동983-4번지201호

카츠마르코스다니엘
경기도수원시팔달구영통동동보아파트621동906호

주판유
경기도용인시기흥읍서천리예현마을현대홈타운104동1002호

(74) 대리인 이견주

심사청구 : 없음

(54) 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는이동 통신 시스템에서 신호 송수신 시스템 및 방법

요약

본 발명은 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에 관한 것으로, 송수신 빔 형성을 위한 가중치 정보를 송수신하는 방법에 있어서, 수신 장치에서 소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 과정과, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하고, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 과정과, 상기 산출된 송신 가중치로부터 소정의 피드백 정보를 생성하고, 상기 피드백 정보를 상기 송신 장치로 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

대표도

도 2

색인어

2단계 가중치 생성, 수렴 단계, 안정 단계, CM 방식, DD 방식, MIMO(Multiple Input Multiple Output)

BEST AVAILABLE COPY

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 CDMA 이동 통신 시스템의 송수신기 구조를 도시한 블록도.

도 2는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 CDMA 이동 통신 시스템의 기지국 송수신기 구조를 도시한 도면.

도 3은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 CDMA 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기 구조를 도시한 도면.

도 4는 본 발명에서의 기능을 수행하는 신호 처리기 구조를 도시한 도면.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-AAA 방식을 사용하여 데이터를 송수신하는 과정을 도시한 신호 흐름도.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 기지국 수신기의 신호 수신 과정을 도시한 순서도.

도 7은 본 발명에서 사용되는 시그모이드(sigmoid) 함수의 특성을 도시한 도면.

도 8은 이동 통신 시스템에서 $p = 2$, $d(k) = R_{2k} + jR_{2k+1}$, $J = 0$ (단, $k = 0$)일 경우의 CM 방식을 개략적으로 도시한 도면

도 9는 이동 통신 시스템에서 BPSK 방식을 사용할 경우 DD 방식을 개략적으로 도시한 도면.

도 10은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 기지국 송수신기 구조를 도시한 도면.

도 11은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 OFDM 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기 구조를 도시한 도면.

도 12는 본 발명의 실시예들에 따른 종합적 가중치 생성 방식을 사용할 경우 기지국 수신기의 수신 안테나들의 개수에 따른 특성 곡선을 나타낸 그래프.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 송수신하는 시스템 및 방법에 관한 것이다.

차세대 이동 통신 시스템은 패킷 서비스 통신 시스템(packet service communication system) 형태로 발전되어 왔으며, 패킷 서비스 통신 시스템은 버스트(burst)한 패킷 데이터(packet data)를 다수의 이동국들로 전송하는 시스템으로서, 대용량 데이터 전송에 적합하도록 설계되어 왔다. 이러한 패킷 서비스 통신 시스템은 고속 패킷 서비스를 위해 발전해나가고 있으며, 비동기 방식 표준 단체인 3GPP(3rd Generation Partnership Project)는 상기 고속 패킷 서비스를 제공하기 위해 고속 순방향 패킷 접속(High Speed Downlink Packet Access, 이하 'HSDPA'라 칭하기로 한다) 방식을 제안하였으며, 동기 방식 표준 단체인 3GPP2(3rd Generation Partnership Project2)는 상기 고속 패킷 서비스를 제공하기 위해 1x EV-DO/V(1x Evolution Data Only/Voice) 방식을 제안하였다.

상기 HSDPA 방식 및 1x EV-DO/V 방식은 모두 웹(web)과 같은 인터넷 서비스의 원활한 전송을 위해 고속 패킷 서비스의 제공을 제안하고 있으며, 상기 고속 패킷 서비스를 제공하기 위해서는 평균 전송량(Average Throughput)뿐만 아니라 최대 전송량(Peak Throughput)을 최적화함으로써 음성 서비스와 같은 서킷(circuit) 데이터 및 패킷 데이터 전송을 원활하게 제공하여야 한다.

특히, 상기 HSDPA 방식을 사용하는 통신 시스템은 고속 패킷 데이터 전송을 지원하기 위해서 3가지 방식, 즉 적응적

변조 및 코딩(Adaptive Modulation and Coding; 이하 'AMC'라 칭하기로 한다) 방식, 복합 재전송(Hybrid Automatic Retransmission Request; 이하 'HARQ'라 칭하기로 한다) 방식 및 빠른 셀 선택(Fast Cell Select; 이하 'FCS'라 칭하기로 한다) 방식을 새롭게 도입하였다.

상기 HSDPA 방식을 사용하는 통신 시스템은 상기 AMC 방식, HARQ 방식 및 FCS 방식을 사용하여 데이터 전송률을 증가시키고 있다. 물론 상기에서는 HSDPA 방식을 일 예로 하여 설명하였지만 데이터 전송률을 높이기 위한 또 다른 시스템으로는 상술한 1xEV-DO/V와 같은 시스템이 존재하며 상기 1xEV-DO/V 시스템 역시 데이터 전송률을 높이는 것이 통신 시스템 성능의 관건이 되고 있다.

상기 AMC 방식과, HARQ 방식 및 FCS 방식 등과 같은 새로운 방식들뿐만 아니라 할당된 대역폭(band width)의 한계를 극복하기 위한, 즉 데이터 전송률을 높이기 위한 또 다른 방식으로서는 다중 안테나(multiple antenna) 방식이 존재한다. 상기 다중 안테나 방식은 공간축(space domain)을 활용하므로 주파수축 대역폭 자원의 한계를 극복하는 방식이다.

그러면, 이하 상기 다중 안테나 방식을 설명하기로 한다.

이동 통신 시스템은 한 기지국을 통해 여러 사용자 단말기들이 교신하는 형태로 구성된다. 기지국이 다수의 사용자 단말기들로 고속 데이터 전송을 수행할 경우 무선 채널상의 특성으로 인해 페이딩(fading) 현상이 발생한다. 이러한 페이딩 현상을 극복하기 위해 상기 다중 안테나 방식 중 전송 안테나 다이버시티(transmit antenna diversity) 방식이 제안되었다. 상기 전송 안테나 다이버시티 방식이라 함은 하나의 전송 안테나가 아닌 적어도 2개 이상의 전송 안테나들, 즉 다중 안테나들을 이용하여 신호를 송신함으로써 페이딩 현상에 따른 전송 데이터 손실을 최소화하여 데이터 전송률을 높이는 방식을 의미한다.

그러면, 이하 상기 전송 안테나 다이버시티 방식을 설명하기로 한다.

일반적으로 이동 통신 시스템에 존재하는 무선 채널 환경은 유선 채널 환경과는 달리 다중 경로 간섭(multipath interference), 섀도잉(shadowing), 전파 감쇠, 시변 잡음 및 간섭 등과 같은 여러 요인들로 인해 실제 송신 신호에서 왜곡된 신호를 수신하게 된다. 여기서, 상기 다중 경로 간섭에 의한 페이딩은 반사체나 사용자, 즉 사용자 단말기의 이동성과 밀접한 관련을 가지며, 실제 송신 신호와 간섭 신호가 혼재한 형태로 수신된다. 따라서, 상기 수신 신호는 실제 송신 신호에서 심한 왜곡을 겪은 형태가 되어 전체 이동 통신 시스템의 성능을 저하시키는 요인으로 작용하게 된다.

결과적으로 상기 페이딩 현상은 수신 신호의 크기(amplitude)와 위상(phase)을 왜곡시킬 수 있어, 무선 채널 환경에서 고속의 데이터 통신을 방해하는 주요 원인이며, 상기 페이딩 현상을 해결하기 위한 많은 연구들이 진행되고 있다.

이동 통신 시스템에서 데이터를 고속으로 전송하기 위해서는 상기 페이딩 현상과 같은 이동 통신 채널의 특성에 따른 손실 및 사용자별 간섭을 최소화해야 한다. 한편, 페이딩 현상으로 인해 통신이 불안정하게 되는 것을 방지하기 위한 방식으로 다이버시티 방식을 사용하며, 상기 다이버시티 방식들 중 하나로서 공간 다이버시티(space diversity) 방식은 다중 안테나를 이용하는 방식이다.

또한, 상기 페이딩 현상을 해결하기 위한 방식들 중 효과적인 방식으로서 전송 안테나 다이버시티 방식이 대두되고 있다. 상기 전송 안테나 다이버시티 방식은 무선 채널 환경에서 독립적인 페이딩 현상을 겪은 다수의 전송 신호들을 수신하고, 상기 수신된 신호들의 페이딩 현상에 따른 왜곡에 대처하게 된다.

상기 전송 안테나 다이버시티 방식에는 시간 다이버시티(time diversity) 방식, 주파수 다이버시티(frequency diversity) 방식, 다중 경로 다이버시티(multipath diversity) 방식 및 공간 다이버시티(space diversity) 방식 등과 같은 다양한 방식들이 존재한다. 즉, 이동 통신 시스템에서는 고속 데이터 전송을 수행하기 위해서 통신 성능에 가장 심각한 영향을 미치는 상기 페이딩 현상을 잘 극복해야만 한다.

상기와 같은 페이딩 현상을 극복해야 하는 이유는 페이딩 현상이 수신 신호의 진폭(amplitude)을 수 dB에서 수십 dB까지 감소시키기 때문이다. 상기 페이딩 현상을 극복하기 위해서 상술한 다이버시티 방식들이 사용되며, 일 예로 코드 분할 다중 접속(CDMA; Code Division Multiple Access) 방식은 채널의 지연 분산(delay spread)을 이용해 다이버시티 성능을 얻을 수 있는 레이크(Rake) 수신기를 채택하고 있다.

여기서, 상기 레이크 수신기는 다중 경로(multi-path) 신호를 수신하는 일종의 수신 다이버시티 방식이다. 그러나, 상기 레이크 수신기에서 사용하는 수신 다이버시티 방식은 채널의 지연 분산이 비교적 작을 경우에는 원하는 다이버시티 이득을 갖지 못한다는 단점을 가진다.

한편, 상기 시간 다이버시티 방식은 인터리빙(interleaving) 및 코딩(coding) 등과 같은 방법을 이용하여 무선 채널 환

경에서 발생하는 버스트 에러(burst error)에 효과적으로 대응하며, 일반적으로 도플러 확산(doppler spread) 채널에서 사용된다. 그러나, 상기 시간 다이버시티 방식은 저속 도플러 채널에서는 그 다이버시티 효과를 갖기가 어렵다는 문제점이 있다.

또한, 상기 공간 다이버시티 방식은 일반적으로 채널의 지연 분산이 비교적 작은 채널, 일 예로 실내 채널과 저속 도플러 채널인 보행자 채널 등과 같은 지연 분산이 비교적 작은 채널에서 사용된다. 상기 공간 다이버시티 방식은 두 개 이상의 안테나들을 사용하여 다이버시티 이득을 획득하는 방식으로, 한 안테나를 통해 송신한 신호가 페이딩 현상에 의해 감쇄된 경우, 나머지 안테나를 통해 송신한 신호를 수신하여 다이버시티 이득을 획득하는 방식이다.

여기서, 상기 공간 다이버시티 방식은 수신 안테나들을 다수개로 구비하여 적용하는 수신 안테나 다이버시티 방식과 송신 안테나들을 다수개로 구비하여 적용하는 송신 안테나 다이버시티 방식 및 다수개의 수신 안테나들과 다수개의 송신 안테나들을 구비하여 적용하는 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output; 이하 'MIMO'라 칭하기로 한다) 방식으로 분류된다.

이하, 상기 송수신 안테나 방식중의 한 방식인 MIMO 적응 안테나 어레이(Multiple Input Multiple Output-Adaptive Antenna Array; 이하 'MIMO-AAA'라 칭하기로 한다) 방식에 대해서 설명하기로 한다.

상기 MIMO-AAA 방식은 다수의 수신 안테나들로 구성된 안테나 어레이를 통해 수신된 수신 신호의 신호 벡터(vector)에 적정 가중치(weight) 벡터를 내적하여 출력함으로써 수신기가 수신하고자 하는 방향으로부터의 신호는 그 수신 신호의 크기를 최대화하고, 수신하고자 하는 방향이 아닌 방향, 즉 수신하지 않기를 원하는 방향으로부터의 신호는 그 수신 신호의 크기를 최소화하는 방식이다. 이를 구현하기 위하여, 수신기에서는 송신 가중치 벡터를 계산한 후 상기 각 안테나별 가중치를 송신기측으로 송신함으로써, 송신기측에서 수신기측으로 송신하는 신호의 빔 생성을 효율적으로 할 수 있게 한다.

결과적으로, 상기 MIMO-AAA 방식은 수신하기를 원하는 신호만을 최대 크기로 증폭하여 수신하고, 송신하기를 원하는 방향의 송신기에 최대 크기로 방사함으로써 양질의 통화 품질을 유지함과 동시에 시스템 전체의 용량 증대와 서비스 반경 증대를 가져온다는 이점을 가진다.

상기 MIMO-AAA 방식은 주파수 분할 다중 접속(Frequency Division Multiple Access; 이하 'FDMA'라 칭하기로 한다) 방식, 시간 분할 다중 접속(Time Division Multiple Access; 이하 'TDMA'라 칭하기로 한다) 방식 및 코드 분할 다중 접속(Code Division Multiple Access; 이하 'CDMA'라 칭하기로 한다) 방식 등을 사용하는 이동 통신 시스템에 모두 적용 가능하지만, 이하 설명의 편의상 상기 CDMA 방식을 사용하는 이동 통신 시스템(이하, 'CDMA 이동 통신 시스템'이라 칭하기로 한다)을 일 예로 하여 상기 MIMO-AAA 방식을 설명하기로 한다.

그러면 여기서 도 1을 참조하여 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 송신기 및 수신기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 1은 일반적인 CDMA 이동 통신 시스템의 송수신기 구조를 도시한 블록도이다.

상기 도 1을 설명하기에 앞서, 상기 CDMA 이동 통신 시스템은 상기 MIMO-AAA 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 그러면, 상기 송신기 및 수신기는 다수의 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 구비해야만 하는데, 상기 도 1에서는 상기 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 별도로 구비하는 것이 아니라 듀플렉서(duplexer)를 사용하여 동일한 안테나들을 시분할(time division)하여 사용하는 경우를 가정하기로 한다. 또한, 상기 도 1에서는 N개의 안테나들을 사용한다고 가정하기로 한다.

또한, 상기 송신기는 기지국(BS; Base Station) 혹은 이동국(MS; Mobile Station)이 될 수도 있으며, 상기 수신기 역시 상기 기지국 혹은 이동국이 될 수도 있음은 물론이다.

먼저, 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 송신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 도 1을 참조하면, 상기 송신기는 인코더(encoder)(101)와, 인터리버(interleaver)(103)와, 송신 빔 생성기(105)와, 다수의(예컨대, N개의) 확산기(spreaders)들, 즉 제1확산기(111), 제2확산기(121), ... 및 제N확산기(131)와, N개의 무선 주파수(Radio Frequency; 이하 'RF'라 칭하기로 한다) 처리기(processor)들, 즉 제1 RF 처리기(113), 제2 RF 처리기(123), ... 및 제N RF 처리기(133)로 구성된다. 한편, 듀플렉서(140)는 상기 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용하며, N개의 안테나들, 즉 제1 안테나(141), 제2 안테나(143), ... 및 제N 안테나(145) 역시 상기 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용한다.

먼저, 송신할 데이터가 발생하면, 상기 송신 데이터는 상기 인코더(101)로 입력된다. 상기 인코더(101)는 상기 송신 데이터를 미리 설정되어 있는 인코딩(encoding) 방식으로 인코딩한 후 상기 인터리버(103)로 출력한다. 여기서, 상기

인코딩 방식은 터보(turbo) 코딩 방식 혹은 컨벌루션 코딩 방식 등이 될 수 있다. 상기 인터리버(103)는 버스트 에러(burst error) 방지를 위해 상기 인코더(101)로부터 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 설정 방식에 상응하게 인터리빙한 후 상기 송신 빔 생성기(105)로 출력한다. 여기서, 상기 인터리버(103)로부터 출력되는 신호를 ' z_k '라고 표현하기로 한다. 신호처리기(107)는 상기 인터리버(103)에서 출력한 신호 ' z_k '를 고려하여 가중치를 계산하여 상기 송신 빔 생성기(105)로 출력한다.

상기 송신 빔 생성기(105)는 상기 인터리버(103)로부터 출력된 신호 ' z_k '와 상기 신호처리기(107)에서 계산된 가중치를 고려하여 송신빔을 생성한 후 상기 각각의 제1 확산기(111), 제2 확산기(121), ... 및 제N 확산기(131)로 출력한다. 여기서, 상기 송신 빔 생성기(105)는 상기 인터리버(103)로부터 출력된 신호를 입력받아 상기 각각의 제1안테나(141), 제2안테나(143), ... 및 제N안테나(145)로 송신되도록 송신 빔을 생성하여 상기 각각의 제1 확산기(111), 제2 확산기(121), ... 및 제N 확산기(131)로 출력한다.

한편, 상기 송신 빔 생성기(105)로부터 출력된 신호들의 집합을 ' y_k '라고 표현하기로 하며, 여기서 상기 ' y_k '는 k번째 안테나와 매핑되는 상기 송신 빔 생성기(105)로부터 출력된 신호들의 집합이 된다.

상기 제1 확산기(111)는 상기 송신빔 생성기(105)로부터 출력된 신호, 즉 ' y_1 '를 입력받아 미리 설정되어 있는 확산 코드(spreading code)를 가지고 확산한 후 제1 RF 처리기(113)로 출력한다. 상기 제1 RF 처리기(113)는 상기 제1 확산기(111)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 상기 듀플렉서(140)로 출력한다.

여기서, 상기 RF 처리기들 각각은 증폭기(amplifier), 주파수 변환기(frequency converter), 필터(filter) 및 아날로그/디지털 변환기(analog to digital converter) 등으로 구성되어 RF 신호를 처리한다.

또한, 상기 제2 확산기(121)는 상기 송신빔 생성기(105)로부터 출력된 신호, 즉 ' y_2 '를 입력받아 미리 설정되어 있는 확산 코드를 가지고 확산한 후 제2 RF 처리기(123)로 출력한다. 상기 제2 RF 처리기(123)는 상기 제2 확산기(121)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 상기 듀플렉서(140)로 출력한다.

동일한 방법으로, 상기 제N 확산기(131)는 상기 송신빔 생성기(105)로부터 출력된 신호, 즉 ' y_N '를 입력받아 미리 설정되어 있는 확산 코드를 가지고 확산한 후 제N RF 처리기(133)로 출력한다. 상기 제N RF 처리기(133)는 상기 제N 확산기(131)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 상기 듀플렉서(140)로 출력한다.

상기 듀플렉서(140)는 제어기(도시하지 않음)의 제어에 따라 송신 시점과 수신 시점을 스케줄링(scheduling)하여 송수신 동작을 제어한다. 또한, 상기 듀플렉서(140)의 송수신 동작에 따라 상기 제1 안테나(141), 제2 안테나(143), ... 및 제N안테나(145)는 송신 안테나(Tx. ANT)로서 동작할 수도 있고 수신 안테나(Rx. ANT)로도 동작할 수도 있다.

다음으로, 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 수신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 수신기는 다수의 처리기들(예컨대, N개의 RF처리기들, 즉 제1 RF 처리기(151), 제2 RF 처리기(161), ... 및 제N RF 처리기(171)), 상기 RF 처리기들 각각에 대응되는 N개의 다중 경로 탐색기(multipath searcher)들(즉, 제1 다중 경로 탐색기(153), 제2 다중 경로 탐색기(163), ... 및 제N 다중 경로 탐색기(173)), 상기 다중 경로 탐색기들 각각에서 탐색한 다수의 핑거들(예컨대, L개의 다중 경로(multipath) 각각에 대한 신호를 처리하는 L개의 핑거(finger), 즉 제1 핑거(180-1), 제2 핑거(180-2), ... 및 제L 핑거(180-L)의 L개의 핑거들), 상기 L개의 핑거들 각각에서 출력하는 다중 경로 신호들을 결합하는 다중 경로 결합기(multipath combiner)(191), 디인터리버(de-interleaver)(193) 및 디코더(decoder)(195) 등으로 구성된다.

먼저, 다수의 송신기들로부터 송신된 신호들은 다중 경로 페이딩 무선 채널(fading radio channel)을 통해 상기 N개의 안테나들을 통해 수신된다. 상기 듀플렉서(140)는 상기 제1 안테나(141)를 통해 수신된 신호를 상기 제1 RF 처리기(151)로 출력한다.

상기 제1 RF 처리기(151)는 상기 제1 안테나(141)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 기저 대역(baseband) 디지털 신호로 변환한 후, 제1 다중 경로 탐색기(153)로 출력한다. 상기 제1 다중 경로 탐색기(153)는 상기 제1 RF 처리기(151)로부터 출력된 신호를 입력받아 L개의 다중 경로 성분들을 분리하고, 상기 분리된 L개의 다중 경로 성분들을 상기 제1 핑거(180-1) 내지 제L 핑거(180-L)로 각각 출력한다. 여기서, 상기 각 제1 핑거(180-1) 내지 제L 핑거(180-L)는 L개의 다중 경로들 각각에 일대일 매핑되어 다중 경로 신호 성분을 처리하게 된다.

여기서, 상기 N개의 수신 안테나들을 통해 수신된 각각의 신호들에 대해 L개의 다중 경로들을 고려하므로 $N \times L$ 개의 신호들에 대해서 신호 처리해야만 하며, 상기 $N \times L$ 개의 신호들 중 동일한 경로의 신호들이 동일한 핑거로 출력된다.

또한, 상기 듀플렉서(140)는 상기 제2 안테나(143)를 통해 수신된 신호를 상기 제2 RF 처리기(161)로 출력한다. 상기 제2 RF 처리기(161)는 상기 제2 안테나(143)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 기저 대역 디지털 신호로 변환한 후, 제2 다중 경로 탐색기(163)로 출력한다. 상기 제2 다중 경로 탐색기(163)는 상기 제2 RF 처리기(161)로부터 출력된 신호를 입력받아 L개의 다중 경로 성분들을 분리하고, 상기 분리된 L개의 다중 경로 성분들을 각각 상기 제1 핑거(180-1) 내지 제L 핑거(180-L)로 출력한다.

동일한 방법으로, 상기 듀플렉서(140)는 상기 제N 안테나(145)를 통해 수신된 신호를 상기 제N RF 처리기(171)로 출력한다. 상기 제N RF 처리기(171)는 상기 제N 안테나(145)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 기저 대역 디지털 신호로 변환한 후, 제N 다중 경로 탐색기(173)로 출력한다. 상기 제N 다중 경로 탐색기(173)는 상기 제N RF 처리기(171)로부터 출력된 신호를 입력받아 L개의 다중 경로 성분들을 분리하고, 상기 분리된 L개의 다중 경로 성분들을 각각 상기 제1 핑거(180-1) 내지 제L 핑거(180-L)로 각각 출력한다.

상기와 같이, N개의 안테나들 각각을 통해 수신된 신호들의 L개의 다중 경로 신호들은 각각 동일한 다중 경로 신호끼리 동일한 핑거로 입력된다. 예컨대, 상기 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145)에서의 제1 다중 경로 신호들은 상기 제1 핑거(180-1)로 입력되며, 동일한 방법으로, 상기 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145)의 제L 다중 경로 신호들은 상기 제L 핑거(180-L)로 입력된다.

한편, 상기 각각의 제1 핑거(180-1) 내지 제L 핑거(180-L)는 실제 입출력되는 신호들만 상이할 뿐 그 구성 및 동작이 동일하므로 여기서는 상기 제1 핑거(180-1)의 동작만을 일 예로 하여 설명하기로 한다.

상기 제1 핑거(180-1)는 상기 N개의 다중 경로 탐색기들 각각에 대응되는 N개의 역확산기(de-spreader)들, 즉 제1 역확산기(181), 제2 역확산기(182), ... 및 제N 역확산기(183)의 N개의 역확산기들, 상기 N개의 역확산기들 각각에서 출력하는 신호를 입력하여 수신 빔(beam) 생성을 위한 가중치를 계산하는 신호 처리기(184) 및 상기 신호 처리기(184)에서 계산한 가중치를 사용하여 수신 빔을 생성하는 수신 빔 생성기(185)로 구성된다.

먼저, 상기 제1 다중 경로 탐색기(153)로부터 출력된 제1 다중 경로 신호는 상기 제1 역확산기(181) 및 상기 신호 처리기(184)로 입력된다. 상기 제1 역확산기(181)는 상기 제1 다중 경로 탐색기(153)로부터 출력된 제1 다중 경로 신호를 미리 설정되어 있는 역확산 코드(de-scrambling code)를 가지고 역확산하여 상기 신호 처리기(184) 및 수신 빔 생성기(185)로 출력한다.

여기서, 상기 역확산 코드는 상기 송신기들 각각에서 사용한 확산 코드와 동일한 코드이며, 상기 역확산하는 과정을 '시간 프로세싱(temporal processing)'이라고 칭한다.

또한, 상기 제2 다중 경로 탐색기(163)로부터 출력된 제1 다중 경로 신호는 상기 제2 역확산기(182) 및 상기 신호 처리기(184)로 입력된다. 상기 제2 역확산기(182)는 상기 제2 다중 경로 탐색기(163)로부터 출력된 제1 다중 경로 신호를 미리 설정되어 있는 역확산 코드를 가지고 역확산하여 상기 신호 처리기(184) 및 수신 빔 생성기(185)로 출력한다. 동일한 방법으로, 상기 제N 다중 경로 탐색기(173)로부터 출력된 제1 다중 경로 신호는 상기 제N 역확산기(183) 및 상기 신호 처리기(184)로 입력된다. 상기 제N 역확산기(183)는 상기 제N 다중 경로 탐색기(173)로부터 출력된 제1 다중 경로 신호를 미리 설정되어 있는 역확산 코드를 가지고 역확산하여 상기 신호 처리기(184) 및 수신 빔 생성기(185)로 출력한다.

상기 신호 처리기(184)는 상기 제1 역확산기(181) 내지 제N 역확산기(183)로부터 출력된 신호를 입력하여 수신 빔 생성을 위한 가중치 집합 \mathbf{w}_k 를 계산한다. 여기서, 상기 제1 다중 경로 탐색기(153) 내지 제N 다중 경로 탐색기(173) 각각에서 출력한 제1 다중 경로 신호들의 집합을 \mathbf{z}_k 라고 정의하기로 한다.

이때, 상기 제1 다중 경로 신호 집합 \mathbf{z}_k 는 k번째 시점에서 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145) 각각을 통해 수신된 제1 다중 경로 신호들의 집합을 나타내며, 상기 제1 다중 경로 신호 집합 \mathbf{z}_k 을 구성하는 제1 다중 경로 신호들 각각은 모두 벡터 신호이다. 한편, 상기 가중치 집합 \mathbf{w}_k 는 k번째 시점에서 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145) 각각을 통해 수신된 제1 다중 경로 신호들 각각에 적용할 가중치들의 집합을 나타내며, 상기 가중치 집합 \mathbf{w}_k 을 구성하는 가중치들 각각은 모두 벡터 신호이다.

또한, 상기 제1 다중 경로 신호 집합 \mathbf{z}_k 내의 모든 제1 다중 경로 신호들이 역확산된 신호들의 집합을 \mathbf{z}'_k 라고

정의하기로 한다. 여기서, 제1 다중 경로 신호들의 역확산 신호 집합 \underline{y}^k 는 k번째 시점에서 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145) 각각을 통해 수신된 제1 다중 경로 신호들 각각이 역확산된 신호들의 집합을 나타내며, 상기 제1 다중 경로 신호들의 역확산 신호 집합 \underline{y}^k 를 구성하는 역확산 신호들 각각은 모두 벡터 신호이다. 이하, 설명의 편의상 '집합'에 대해서는 그 용어를 생략하기로 하며, 언더바(under bar) 표시가 되어 있는 파라미터(parameter)는 모두 특정 엘리먼트(element)들의 집합을 나타냄에 유의하여야 한다.

또한, 상기 제1 역확산기(181) 내지 제N 역확산기(183) 각각은 미리 설정되어 있는 역확산 코드로 상기 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 를 역확산하므로 수신하기를 원하는 신호의 수신 전력(power)이 간섭 신호(interference signal)의 수신 전력에 비해서 프로세스 이득(process gain)만큼 증폭된다.

한편, 상기에서 설명한 바와 같이 상기 신호 처리기(184)로는 역확산되기 전의 신호, 즉 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 와 역확산된 후의 신호, 즉 상기 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 가 역확산된 신호 \underline{y}^k 가 입력된다. 상기 신호 처리기(184)는 상기 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 와 상기 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 가 역확산된 신호 \underline{y}^k 를 가지고 가중치 \underline{w}^k 를 계산하여 상기 수신 빔 생성기(185)로 출력한다.

결과적으로, 상기 신호 처리기(184)는 상기 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145) 각각으로부터 출력되는, 총 N개의 제1 다중 경로 신호들인 \underline{x}^k 과, 상기 총 N개의 제1 다중 경로 신호들이 역확산된 신호들인 \underline{y}^k 를 가지고 상기 제1 안테나(141) 내지 제N 안테나(145) 각각에서 출력되는 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 에 적용되는 총 N개의 가중치들인 \underline{w}^k 를 계산하는 것이다. 상기 수신 빔 생성기(185)는 상기 총 N개의 제1 다중 경로 신호들인 \underline{x}^k 이 역확산된 신호들인 \underline{y}^k 와 총 N개의 가중치들인 \underline{w}^k 를 입력하고, 상기 제1 다중 경로 신호 \underline{x}^k 가 역확산된 신호 \underline{y}^k 와 해당 가중치 \underline{w}^k 를 내적하여 상기 제1 펌퍼(180-1)의 출력 z_k 로 출력한다. 여기서, 상기 제1 펌퍼(180-1)의 출력 z_k 는 하기 <수학식 1>과 표현된다.

$$\text{수학식 1} \\ z_k = \underline{w}_k^H \underline{y}_k$$

상기 <수학식 1>에서 H는 허미시안(Hermitian) 연산자, 즉 켤레복소수(conjugate)의 이항(transpose)을 나타낸다.

또한, 상기 수신기의 N개의 펌퍼들 각각으로부터 출력되는 출력 신호 z_k 의 집합인 \underline{z}^k 가 최종적으로 상기 다중 경로 결합기(191)로 입력된다.

상기의 설명에서는 제1 펌퍼(180-1)만을 일 예로 하여 그 동작을 설명하였으나, 상기 제1 펌퍼(180-1) 뿐만 아니라 나머지 펌퍼들 역시 상기 제1 펌퍼(180-1)와 동일한 동작을 수행함은 물론이다. 따라서, 상기 다중 경로 결합기(191)는 상기 제1 펌퍼(180-1) 내지 제L 펌퍼(180-L)에서 출력한 신호를 입력받아 다중 경로 결합한 후 상기 디인터리버(193)로 출력한다.

상기 디인터리버(193)는 상기 다중 경로 결합기(191)로부터 출력된 신호를 입력받아 송신기에서 적용한 인터리빙 방식에 상응하는 디인터리빙 방식으로 디인터리빙한 후 상기 디코더(195)로 출력한다. 상기 디코더(195)는 상기 디인터리버(193)로부터 출력된 신호를 입력받아 송신기에서 적용한 인코딩 방식에 상응하는 디코딩(decoding) 방식으로 디코딩하여 최종 수신 데이터로 출력한다.

상기 신호 처리기(184)는 미리 설정되어 있는 설정 알고리즘(algorithm)에 의해 수신하기를 원하는 송신기로부터 수신되는 신호의 평균 제곱 에러(Mean Square Error; 이하 'MSE'라 칭하기로 한다)가 최소가 되도록 가중치 \underline{w}^k 를 계산한다. 또한, 상기 신호 처리기(184)로부터 생성된 상기 가중치 \underline{w}^k 를 사용하여 상기 수신 빔 생성기(185)에서 수신 빔을 생성하며, 이와 같이 MSE가 최소가 되도록 수신 빔을 생성하는 과정을 '공간 프로세싱(spatial processing)'이라고 칭한다.

물론, 상기 송신 빔 생성기(105)에서 상기 MSE가 최소가 되도록 송신 빔을 생성하는 과정 역시 공간 프로세싱이다. 따라서, 상기 MIMO-AAA방식이 CDMA 이동 통신 시스템에 사용되면 시간 프로세싱과 공간 프로세싱이 동시에 수행되는데, 이 렇게 시간 프로세싱과 공간 프로세싱이 동시에 수행되는 동작을 '공간-시간 프로세싱(spatial-temporal processing)'이라고 칭한다.

한편, 상기 신호 처리기(184)는 상기에서 설명한 바와 같이 각 핑거별로 역확산 이전의 다중 경로 신호들과 역확산 이후의 다중 경로 신호들을 입력받아 미리 설정되어 있는 설정 알고리즘에 따라 상기 MIMO-AAA 방식의 이득을 최대화할 수 있는 가중치를 계산한다. 마찬가지로 송신기에서도 확산 이전의 신호들에 미리 설정되어 있는 설정 알고리즘에 따라 상기 MIMO-AAA 방식의 이득을 최대화할 수 있는 가중치를 계산한다.

상기 신호 처리기(184) 및 상기 송신빔 생성기(105)는 상기 MSE를 최소화하는 기준에 의해서 동작한다. 따라서 최근에는 적응적으로 상기 MSE를 최소화하기 위한 가중치를 계산하는 알고리즘에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

한편, 최근에 활발하게 연구되고 있는 상기 MSE를 최소화하기 위한 가중치를 계산하는 알고리즘은 주로 기준(reference) 신호를 기준으로 에러를 감소시키는 알고리즘이며, 상기 알고리즘은 기준 신호가 존재하지 않을 경우에 사용되는 블라인드(blind) 방식으로 상수 계수(Constant Modulus; 이하 'CM'이라 칭하기로 한다) 방식과 결정 방향(Decision-Directed; 이하 'DD'라 칭하기로 한다) 방식 등을 지원한다.

그러나, 상기 기준 신호를 기준으로 에러를 감소시키는 알고리즘은 채널이 급속하게 변화하는 환경(예컨대, 고속 페이딩 채널(fast fading channel)과 같은 채널이 급속하게 변화하는 환경)이나 고차 변조 방식(예컨대, 16QAM 방식)을 사용 하는 환경에서는 시스템에서 원하는 최소 MSE 값으로 수렴하는 것이 난이하다. 한편, 특정 MSE 값으로 수렴한다고 할지라도 상기 최소 MSE의 값이 비교적 큰 값으로 결정되게 된다.

따라서, 상기와 같이 최소 MSE의 값이 비교적 큰 값으로 결정될 경우 상기 MIMO-AAA 방식을 사용함으로써 발생하는 이득이 저하되기 때문에 고속 데이터 통신 시스템에는 적합하지 않다는 문제점이 있다. 또한, 상기 송신기 및 수신기 모두 송신 빔 및 수신 빔 생성을 위한 가중치를 계산하여야 하므로, 상기 가중치 계산에 소요되는 연산량으로 인한 로드(load)가 크게 발생한다는 문제점이 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명의 목적은 이동 통신 시스템에서 적응 안테나 어레이 방식을 사용하여 데이터를 송수신하는 시스템 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 수신기의 가중치 정보를 사용하여 송신기의 가중치를 제어하는 시스템 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 가중치 생성 방식을 사용하여 데이터를 송수신하는 시스템 및 방법을 제공함에 있다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제1 방법은; 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 송수신 빔 형성을 위한 가중치 정보를 송수신하는 방법에 있어서, 수신 장치에서 소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 과정과, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하고, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 과정과, 상기 산출된 송신 가중치로부터 소정의 피드백 정보를 생성하고, 상기 피드백 정보를 상기 송신 장치로 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제2 방법은; 제1 장치는 제1 송신기와 제1 수신기를 가지며, 제2 장치는 제2 송신기와 제2 수신기를 가지며, 상기 제1 장치와 제2 장치는 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 방법에 있어서, 상기 제1 장치의 상기 제1 수신기가 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 과정과, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 상기 제1 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하고, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 상기 제2 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 과정과, 상기 제1 장치의 제1 수신기가 상기 제2 장치의 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 과정과, 상기 제1 수신기로부터 생성된 피드백 정보를 상기 제1 송신기를 통해 상기 제2 장치로 송신하는 과정과, 상기 제2 장치의 제2 수신기가 상기 피드백 정보를 수신하는 과정과, 상기 피드백 정

보를 수신한 제2 장치가 상기 피드백 정보로부터 상기 송신 가중치를 검출하고, 상기 검출한 송신 가중치에 상응하게 송신 빔을 생성하여 상기 제2 송신기를 통해 신호를 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제1 시스템은; 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 시스템에 있어서, 소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하고, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 신호 처리기와, 상기 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 피드백 정보 생성기와, 상기 피드백 정보를 상기 송신 장치로 송신하는 송신기를 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제1 시스템은; 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 제1 장치 및 제2 장치간에 데이터를 송수신하는 이동 통신 시스템에서 송신 가중치 정보를 송수신하는 시스템에 있어서, 소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하고, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출한 후, 상기 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 제1 수신기와, 상기 제1 수신기가 생성한 피드백 정보를 상기 제2 장치로 송신하는 제1 송신기를 포함하는 제1 장치와, 상기 피드백 정보를 수신하는 제2 수신기와, 상기 제2 수신기가 수신한 피드백 정보로부터 상기 송신 가중치를 검출하고, 상기 검출한 송신 가중치에 상응하게 송신 빔을 생성하여 신호를 송신하는 제2 송신기를 포함하는 제2 장치를 포함함을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

본 발명을 설명하기에 앞서, 코드 분할 다중 접속(Code Division Multiple Access; 이하 'CDMA'라 칭하기로 한다) 방식을 사용하는 이동 통신 시스템(이하 'CDMA 이동 통신 시스템'이라 칭하기로 한다)의 수신기로 수신되는 수신 신호의 모델(model)을 생각해보기로 한다. 여기서, 상기 수신기는 신호를 수신하는 주체로서, 기지국(BS; Base Station)의 수신기가 될 수도 있고, 이동국(MS; Mobile Station)의 수신기가 될 수도 있다. 여기서는 상기 기지국 수신기를 일 예로 하여 상기 수신 신호 모델을 생각해보기로 한다.

상기 기지국의 수신기는 다수의 수신 안테나(Rx ANT)들을 가지는 수신 안테나 어레이(Rx-antenna array)를 구비한다. 또한, 본 발명은 주파수 분할 다중 접속(Frequency Division Multiple Access; 이하 'FDMA'라 칭하기로 한다) 방식, 시간 분할 다중 접속(Time Division Multiple Access; 이하 'TDMA'라 칭하기로 한다) 방식 및 CDMA 방식 및 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 이하 'OFDM'이라 칭하기로 한다) 방식 등을 사용하는 이동 통신 시스템에 모두 적용 가능하지만, 이하 설명의 편의상 상기 OFDM 방식을 사용하는 이동 통신 시스템(이하, 'OFDM 이동 통신 시스템'이라 칭하기로 한다) 및 CDMA 방식을 사용하는 이동 통신 시스템(이하, 'CDMA 이동 통신 시스템'이라 칭하기로 한다)을 일 예로 하여 설명하기로 한다.

먼저, 상기 기지국이 서비스하는 셀(cell) 내에 존재하는 임의의 이동국, 즉 m번째 이동국 송신기에서 송신되는 신호는 하기 <수학식 2>와 같이 표현된다.

$$\text{수학식 2} \\ s_m(t) = \sqrt{p_m} b_m(t) c_m(t)$$

상기 <수학식 2>에서, $s_m(t)$ 는 m번째 이동국의 송신 신호를 나타내며, p_m 은 m번째 이동국의 송신 전력(transmit power)을 나타내며, $b_m(t)$ 는 m번째 이동국의 사용자 정보 비트 시퀀스(user information bit sequence)를 나타내고, $c_m(t)$ 는 T_c 의 칩(chip) 주기를 가지는 m번째 이동국의 사용자 확산 코드 시퀀스(user spreading code sequence)를 나타낸다.

한편, 상기 이동국 송신기에서 송신한 송신 신호는 다중 경로 벡터 채널(multipath vector channel)을 통해 상기 기지국의 수신기로 수신되는데, 상기 다중 경로 벡터 채널의 채널 파라미터(channel parameter)들은 상기 비트 주기 T_b 에 비해서 비교적 저속으로 변한다고 가정하여, 얼마간의 비트 주기를 동안에는 일정하다고 가정하기로 한다.

그러면, 상기 기지국의 수신기로 수신되는 m번째 이동국의 l번째 다중 경로에 대한 복소(complex) 기저 대역(baseband) 수신 신호는 하기 <수학식 3>과 같이 표현된다. 여기서, 하기 <수학식 3>에 표시된 수신 신호는 상기 기지국 수신기에서 수신한 무선 주파수(Radio Frequency; 이하 'RF'라 칭하기로 한다) 신호를 기저 대역으로 다운 컨버팅(down converting)한 후의 신호를 나타냄에 유의하여야 한다.

수학식 3

$$\underline{x}_{ml}(t) = a_{ml} e^{j\phi_{ml}} b_m(t - \tau_{ml}) c_m(t - \tau_{ml}) \underline{a}_{ml}$$

상기 <수학식 3>에서, $\underline{x}_{ml}(t)$ 는 상기 m번째 이동국의 l번째 다중 경로를 통해 수신된 복소 기저대역 수신 신호들의 집합을 나타내며, a_{ml} 은 상기 m번째 이동국의 l번째 다중 경로에 적용되는 페이딩 감쇄도를 나타내고, ϕ_{ml} 은 상기 m번째 이동국의 l번째 다중 경로에 적용되는 위상 천이량을 나타낸다. 또한, τ_{ml} 은 상기 m번째 이동국의 l번째 다중 경로에 적용되는 시간 지연량을 나타내며, \underline{a}_{ml} 은 상기 m번째 이동국의 l번째 다중 경로에 적용되는 어레이 응답(AR; Array Response)들의 집합을 나타낸다.

여기서, 상기 기지국 수신기는 다수의(예컨대, N개) 수신 안테나들을 구비하며, 상기 m번째 이동국에서 송신한 신호가 N개의 수신 안테나들 각각을 통해 수신되므로, l번째 다중 경로를 통해 수신되는 신호는 N개가 된다. 따라서 상기 m번째 이동국의 l번째 다중 경로를 통해 수신된 복소 기저대역 수신 신호는 N개의 집합을 이루게 된다.

이하, 설명이 편의상 '집합'에 대해서는 그 용어를 생략하기로 하며, 언더바(under bar) 표시가 되어 있는 파라미터(parameter)는 모두 특정 엘리먼트(element)들의 집합을 나타냄에 유의하여야 한다.

한편, 현재 일반적으로 사용되고 있는 선형(linear) 안테나 어레이를 사용할 경우 상기 어레이 응답 \underline{a}_{ml} 은 하기 <수학식 4>와 같이 표현된다.

수학식 4

$$\underline{a}_{ml} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_{ml}} & \dots & e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (N-1) \sin \theta_{ml}} \end{bmatrix}^T$$

상기 <수학식 4>에서, d는 수신 안테나들간에 이격되어 있는 간격을 나타내며, λ 는 사용 주파수 대역에서의 파장을 나타낸다. 또한, N은 상기 수신 안테나들의 개수를 나타내며, θ_{ml} 은 m번째 이동국의 l번째 다중 경로에 적용되는 도래각(DOA; Direction Of Arrival)을 나타낸다.

또한, 상기 기지국이 서비스하는 셀 내에 존재하는 이동국들의 개수가 'M'개라고 가정하고, 상기 M개의 이동국들 각각에 대해서 L개의 다중 경로가 존재한다고 가정하면 상기 기지국에 수신되는 수신 신호는 상기 M개의 이동국들 각각에서 송신한 송신 신호들과 가산성 백색 잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 가산된 형태이며, 이를 표현하면 하기 <수학식 5>와 같다.

수학식 5

$$\underline{x}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \underline{x}_{ml}(t) + \underline{n}(t)$$

상기 <수학식 5>에서, $\underline{n}(t)$ 는 M개의 이동국들 각각에서 송신한 송신 신호들 각각에 가산되는 상기 가산성 백색 잡음들의 집합을 나타낸다.

상기 <수학식 5>와 같이 표현된 수신 신호에서 상기 기지국이 수신하기를 원하는 신호가 $\underline{x}^{(1)}$ 이라고 가정하기로 한다. 여기서, 상기 $\underline{x}^{(1)}$ 은 제1 이동국이 제1 다중 경로를 통해 송신한 신호를 나타낸다.

상기와 같이 기지국이 수신하기를 원하는 신호가 $\underline{x}^{(1)}$ 이라고 가정하였으므로 상기 $\underline{x}^{(1)}$ 을 제외한 모든 신호는 간섭 신호와 잡음으로 간주되기 때문에 상기 <수학식 5>는 하기 <수학식 6>과 같이 표현될 수 있다.

수학식 6

$$\underline{x}(t) = \alpha_{11} e^{j\theta_{11}} b_1(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) a_1 + \underline{i}(t) + \underline{n}(t)$$

상기 <수학식 6>에서 $\underline{i}(t)$ 는 간섭 신호를 나타내며 하기 <수학식 7>과 같이 표현된다.

수학식 7

$$\underline{i}(t) = \sum_{l=2}^L \underline{x}_{1l}(t) + \sum_{m=2}^M \sum_{l=1}^L \underline{x}_{ml}(t)$$

상기 <수학식 7>의 간섭 신호에서 선행하는 항(즉, $\sum_{l=2}^L \underline{x}_{1l}(t)$)은 상기 기지국이 수신하기를 원하는 이동국으로부터 송신된 신호이기는 하지만 원하지 않는 다른 다중 경로들에 의한 간섭 신호(IPI; Inter Path Interference)를 나타내며, 상기 <수학식 7>의 간섭 신호에서 후행하는 항은 다른 이동국들에 의한 간섭 신호(MAI; Multiple Access Interference)를 나타낸다.

또한, 상기 $\underline{x}(t)$ 는 상기 기지국 수신기의 해당 채널 카드(channel card), 즉 상기 제1 이동국에 할당되는 채널 카드($m = 1$) 내의 해당 다중 경로의 핑거(finger), 즉 제1 핑거($l = 1$)에서 미리 설정된 역확산 코드 $c_1(t - \tau_{11})$ 를 가지고 역확산(de-scrambling)되는데, 상기 역확산된 후의 신호 $\underline{y}(t)$ 는 하기 <수학식 8>과 같다.

수학식 8

$$\underline{y}(k) = \int_{(k-1)T_b + \tau_{11}}^{kT_b + \tau_{11}} \underline{x}(t) c_1^*(t - \tau_{11}) dt$$

상기 <수학식 8>에서, 상기 역확산 코드 $c_1(t - \tau_{11})$ 는 이동국 송신기에서 신호 송신시 사용한 확산 코드 $c_1(t$

$-\tau_{11}$)와 동일한 코드이다. 그리고, 상기 기지국에는 상기 종래 기술 부분의 도 1에서 설명한 바와 같은 수신기가 다수로 구비되어 있는데, 상기 수신기들 각각을 채널 카드라고 칭하며, 하나의 이동국에 대해서 하나의 채널 카드가 할당된다. 또한, 상기 도 1에서 설명한 바와 같이 상기 채널 카드에는 다중 경로수에 상응하는 다수의 핑거들이 구비되어 있으며, 상기 핑거들 각각은 해당하는 다중 경로 신호에 일대일 매핑된다.

상기 <수학식 8>에서, k 는 임의의 k 번째 샘플링(sampling) 시점을 나타낸다.

한편, 상기 역확산되기 전의 신호 $\underline{x}(t)$ 를 상기 역확산 코드 $c_{11}(t - \tau_{11})$ 를 가지고 역확산 한 후의 $\underline{y}(t)$ 를 생성할 경우, 역확산기(de-spreader)의 특성에 상응하게 상기 수신 신호중 상기 기지국 수신기가 수신하기를 원하는 신호 성분의 전력은 프로세스 이득 G 만큼 증폭된다.

상기와 같이 기지국 수신기가 수신하기를 원하는 신호 성분의 전력은 프로세스 이득 G 만큼 증폭됨에도 불구하고, 상기 기지국 수신기가 수신하기를 원하지 않는 신호 성분의 전력은 전혀 변화가 없다는 사실을 알 수 있다.

한편, 상기 역확산되기 전의 수신 신호와 역확산된후의 수신 신호간에는 상관 행렬(correlation matrix)을 구할 수 있다. 상기 역확산되기 전의 수신 신호와 역확산된후의 수신 신호간의 상관 행렬을 구하기 위해서 상기 역확산된 후의 수신 신호 $\underline{y}(t)$ 의 샘플링 시점과 동일한 시점인 k 번째 시점에서 상기 역확산되기 전의 수신 신호 $\underline{x}(t)$ 를 샘플링한다. 이렇게 k 번째 시점에서 상기 역확산되기 전의 수신 신호 $\underline{x}(t)$ 를 샘플링한 신호는 하기 <수학식 9>와 같다.

수학식 9

$$\underline{x}(k) = \alpha_{11} e^{j\theta_{11}} b_{1k} c_{1k} a_{11} + i_k + n_k$$

결국, 상기와 같이 역확산되기 전의 수신 신호 $\underline{x}(t)$ 와 역확산된후의 수신 신호 $\underline{y}(t)$ 간의 상관 행렬을 구하기 위해서 상기 역확산된 후의 수신 신호 $\underline{y}(t)$ 의 샘플링 시점과 동일한 시점인 k 번째 시점에서 상기 역확산되기 전의 수신 신호 $\underline{x}(t)$ 를 샘플링하여 상기 <수학식 9>와 같은 신호를 획득한다고 가정한다. 또한, 상기 역확산되기 전의 수신 신호 $\underline{x}(t)$ 와 역확산된 후의 수신 신호 $\underline{y}(t)$ 는 정상적(stationary)이라고 가정한다.

그러면 여기서 혼합형 최소 평균 제곱(Least Mean Square; 이하 'LMS'라 칭하기로 한다) 방식에 대해서 설명하기로 한다.

임의의 한 시점에서 N 개의 수신 안테나들을 통해 수신되는 복소 수신 신호들(즉, 제1 수신 안테나를 통해 수신된 복소 수신 신호 x_1 내지 제 N 수신 안테나를 통해 수신된 복소 수신 신호 x_N) x_1, x_2, \dots, x_N 로 구성된 역확산되기 전의 수신 신호 집합을 $\underline{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 라고 가정하기로 한다.

여기서, 상기 T 는 이항(transpose) 연산을 나타내는 연산자이다. 또한, 상기 N 개의 수신 안테나들을 통해 수신되는 복소 수신 신호 x_1, x_2, \dots, x_N 가 역확산된 후의 수신 신호 집합을 $\underline{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ 라고 가정하기로 한다. 상기 역확산된 후의 수신 신호 \underline{y} 는 상기 기지국 수신기가 수신하기를 원하는 신호 성분 \underline{s} 와 상기 기지국 수신기가 수신하기를 원하지 않는 신호 성분 \underline{u} 의 합으로 구성되며 하기 <수학식 10>과 같이 표현된다.

수학식 10

$$\underline{y} = \underline{s} + \underline{u}$$

또한, 상기 N 개의 수신 안테나들을 통해 수신되는 복소 수신 신호 x_1, x_2, \dots, x_N 에 각각 곱해질 복소 가중치(complex weight value)들, 즉 상기 제1 수신 안테나를 통해 수신된 복소 수신 신호 x_1 에 곱해질 복소 가중치 w_1

내지 제N 수신 안테나를 통해 수신된 복소 수신 신호 x_N 에 곱해질 복소 가중치 w_N 으로 구성된 복소 가중치 w_1, w_2, \dots, w_N 로 구성된 가중치 집합을 $\underline{w} = [w_1 w_2 \dots w_N]^T$ 라고 가정하기로 한다.

그러면 임의의 사용자 채널 카드, 즉 임의의 이동국에 할당되는 채널 카드내의 핑거들에서 출력되는 출력 신호 \underline{z} 는 상기 가중치 \underline{w} 와 역확산된 후의 수신 신호 \underline{y} 의 내적으로 얻어지며 하기 <수학식 11>과 같이 표현된다.

수학식 11

$$z = \underline{w}^H \underline{y} = \sum_{i=1}^N w_i^* y_i$$

상기 <수학식 11>에서 i는 수신 안테나들의 개수를 나타낸다.

상기 출력 신호 \underline{z} 는 상기 <수학식 10> 및 <수학식 11>을 이용하여 상기 기지국 수신기가 수신하기를 원하는 신호 성분 $\underline{w}^H \underline{s}$ 와 상기 기지국 수신기가 수신하기를 원하지 않는 신호 성분 $\underline{w}^H \underline{u}$ 로 분류할 수 있다. 한편, 상기 LM S방식은 알고 있는 기준(reference) 신호로부터 수신 신호의 에러를 최소화하는 방식으로 하기 <수학식 12>의 비용함수(Cost function, J(w))를 최소화하는 방식으로써 구현할 수 있다.

수학식 12

$$J(\underline{w}) = (e_k)^2$$

$$e_k = d_k - z_k$$

상기 <수학식 12>에서, J는 비용 함수(cost function)를 나타내며, 상기 비용 함수 J값을 최소화하는 \underline{w} 값을 찾아야만 한다. 또한, 상기 <수학식 12>에서 e_k 는 수신 신호(received signal)와 수신하기를 원하는 신호(desired signal)와의 차이, 즉 에러를 나타내며, d_k 는 상기 수신하기를 원하는 신호를 나타낸다. 한편, 비블라인드(non-blind) 방식을 사용하는 빔 생성 알고리즘에서는 상기 수신하기를 원하는 신호 d_k 로서 일 예로 파일럿(pilot) 신호를 사용한다.

그러나, 본 발명에서는 블라인드(blind) 방식을 사용하는 빔 생성 알고리즘을 제안하므로 상기 비블라인드 방식을 사용하는 빔 생성 알고리즘에 대해서는 구체적인 설명을 생략하기로 한다.

한편, 상기 <수학식 12>에서 상기 비용 함수 J는 2차 볼록(convex)함수 형태를 가지므로 상기 비용 함수 J값을 최소화 되도록 하기 위해서는 상기 비용 함수 J를 미분하여 그 값이 0이 되도록 하여야 하는데, 상기 비용 함수 J의 미분 값은 하기 <수학식 13>과 같다.

수학식 13

$$\nabla J = -2e_k^* \underline{y}_k$$

그런데, 실제 채널 환경에서 최적의 가중치 \underline{w}^{opt} 를 한번의 처리 과정에서 획득하는 것은 난이하며, 매 시점마다 역확산된 후의 수신 신호 \underline{y}_k 가 입력되므로 상기 최적의 가중치 \underline{w}^{opt} 를 적응적으로 혹은 재귀적으로 획득하기 위해

서 하기 <수학식 14>와 같은 재귀식을 사용해야만 한다.

수학식 14

$$\underline{w}_{R,k+1} = \underline{w}_{R,k} + \mu \underline{v}_{R,k}$$

상기 <수학식 14>에서, k는 k번째 시점을 나타내며, $\underline{w}_{R,k}$ 는 k번째 시점에서의 수신 가중치를 나타내고, μ 는 상수 이득(constant gain)값을 나타내며, $\underline{v}_{R,k}$ 는 k번째 시점에서의 추적 벡터를 나타낸다. 여기서, 상기 k번째 시점에서의 추적 벡터 $\underline{v}_{R,k}$ 는 상기 비용 함수 J의 미분값을 최소값(예컨대, 0)으로 수렴하도록 하는 벡터를 나타낸다.

하기의 설명에 있어서 설명의 편의상 송신기의 송신 빔 생성에 사용되는 가중치는 '송신 가중치($\underline{w}_{T,k}$)'라고 정의하기로 하며, 수신기의 수신 빔 생성에 사용되는 가중치는 '수신 가중치($\underline{w}_{R,k}$)'라고 정의하기로 한다.

결국, 상기 <수학식 14>는 현재 시점에서 사용될 가중치 $\underline{w}_{R,k}$ 가 주어졌을 때 상기 가중치 $\underline{w}_{R,k}$ 로부터 추적 벡터 $\underline{v}_{R,k}$ 방향으로 상수 이득값 μ 만큼 전진 혹은 후진하여 발생하는 값을 다음 시점에서 사용할 가중치 $\underline{w}_{R,k+1}$ 으로 업데이트(update)하는 과정을 나타내는 것이다.

또한, 상기 <수학식 14>를 평균 제곱(MS; Mean Square) 기준에서 보면 하기 <수학식 15>와 같이 표현된다.

수학식 15

$$\underline{w}_{R,k+1} = \underline{w}_{R,k} - \mu \underline{y}_k e_k^*$$

상술한 바에 따라, 본 발명은 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output; 이하 'MIMO'라 칭하기로 한다) 적응 안테나 어레이(Adaptive Antenna Array)(이하 'MIMO-AAA'라 칭하기로 한다) 방식에 따른 송신 빔 생성을 위한 가중치 피드백(feed back) 장치 및 방법을 제안하며, 특히 상기 송신 빔 및 수신 빔 생성을 위한 가중치를 혼합형 가중치 생성 방식을 사용하여 생성하는 장치 및 방법을 제안한다.

이때, 상기 송신 가중치 $\underline{w}_{T,k}$ 는 하기 <수학식 16>과 같이 계산된다.

수학식 16

$$\underline{w}_{T,k+1} = \underline{w}_{T,k} - \mu \underline{z}_k e_k^* \underline{w}_{T,k}^*$$

상기 <수학식 16>에 나타난 바와 같이 수신기에서는 복원된 신호 \underline{z}_k 를 이용하여 송신기의 가중치를 계산하게 되며, 상기 복원된 신호 \underline{z}_k 는 역확산된 수신 신호 및 수신 가중치를 통해 산출된다. 따라서, 본 발명에 따라 상기 수신기로부터 계산된 송신기의 가중치는 송신기로 전송된다.

이하, 상기 수신 가중치가 산출되는 과정을 하기 <수학식 17> 내지 <수학식 26>을 참조하여 설명한다. 상기 과정에서는 설명을 용이하게 하기 위하여 확산 및 역확산에 대한 고려를 생략하고 유도하기로 한다. 또한, 하기 수학식들에서 사용된 기호들은 상기 도 1에서와 같다. 우선 송신기에서 빔형성을 하기 전 신호를 상기 도 1에서는 \underline{z} 이라 명시하였다. 이때, 채널을 매트릭스 H로 정의하면, \underline{x}_k 는 하기 <수학식 17>과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{수학식 17} \\ \underline{z}_k &= \underline{H} \underline{w}_T \underline{z}'_k + \underline{n}_k \end{aligned}$$

여기서, 수신 빔형성기에 의하여 수신된 신호는 하기 <수학식 18>과 같이 표현된다.

$$\underline{z}_k = \underline{w}_R^H \underline{H} \underline{w}_T \underline{z}'_k$$

상기 <수학식 18>에서는 계산의 편의를 위하여 잡음에 관한 항을 생략하였다. 이 경우, k번째 스냅에서 에러 신호는 하기 <수학식 19>와 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} & \text{수학식 19} \\ e_k &= d_k - \underline{z}_k \\ &= \underline{w}_{R,k}^H \underline{H} \underline{w}_{T,k} \underline{z}_k \end{aligned}$$

여기서, 송신 안테나 가중치를 구하기 위하여, 상기 <수학식 19>를 \underline{w}_T 에 관하여 에러 미분 값을 구하면, 하기 <수학식 20>과 같다.

$$\frac{d\varepsilon_k^2}{d\underline{w}_{T,k}} = -2\varepsilon_k \frac{d\varepsilon_k}{d\underline{w}_{T,k}}$$

이때, 상기 에러값 ε_k 는 하기 <수학식 21>과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{수학식 21} \\ \varepsilon_k &= d_k - \underline{w}_{R,k}^H \underline{H} \underline{w}_{T,k} \underline{z}'(k) \\ &= d_k - (\underline{z}'_k{}^* \underline{H}^H \underline{w}_{R,k})^H \underline{w}_{T,k} \end{aligned}$$

한편, 상기 <수학식 21>을 이용하여 송신 빔 형성 벡터를 표현하면 하기 <수학식 22>와 같다.

수학식 22

$$\underline{w}_{T,k+1} = \underline{w}_{T,k} - \mu \varepsilon_k \underline{z}'_k H^T \underline{w}_{R,k}^*$$

또한, 수신기의 수신신호를 정리하여 양변에 \underline{w}_T 를 곱하여 정리하면 하기 <수학식 23> 및 <수학식 24>와 같이 표현된다.

수학식 23

$$\underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^H = H \underline{z}'_k \underline{w}_{T,k} \underline{w}_{T,k}^H$$

수학식 24

$$\begin{aligned} H \underline{z}'_k &= (\underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^H) (\underline{w}_{T,k} \underline{w}_{T,k}^H)^{-1} \\ &= (\underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^H) (\underline{w}_{T,k}^H)^{-1} (\underline{w}_{T,k})^{-1} \\ &= \underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^H \underline{w}_{T,k} \underline{w}_{T,k}^H \\ &= \underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^H \end{aligned}$$

상기 <수학식 24>를 이용하여 상기 <수학식 22>를 정리하면, 하기 <수학식 25>와 같다.

수학식 25

$$\begin{aligned} \underline{z}'_k H^T \underline{w}_{R,k}^* &= \underline{w}_{T,k}^* \underline{x}_k^T \underline{w}_{R,k}^* \\ &= (\underline{w}_{R,k}^* \underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^*)^T \\ &= (\underline{w}_{R,k}^H \underline{x}_k \underline{w}_{T,k}^H)^T \\ &= \underline{z}_k \underline{w}_{T,k}^* \end{aligned}$$

따라서, 최종적으로 송신 빔형성 벡터를 정리하면 하기 <수학식 26>과 같다.

수학식 26

$$\underline{w}_{T,k+1} = \underline{w}_{T,k} - 2\mu \varepsilon_k \underline{z}_k \underline{w}_{T,k}^*$$

상기에서 설명한 바와 같이 최적의 가중치 \underline{w}^{opt} 를 획득하는 것은 수신 빔 생성에 가장 중요한 요소로 작용하며, 본 발명에서는 상기 혼합형 LMS 방식을 사용하여 기준 신호와 수신 신호의 에러를 최소화한다. 즉, 본 발명은 상기 <수학식 12>에서 설명한 비용 함수의 값을 최소화하는 가중치 $\underline{w}_{R,k}$ 및 $\underline{w}_{T,k}$ 를 산출함으로써, 상기 최적의 가중치 \underline{w}^{opt} 를 획득한다.

결과적으로, 본 발명은 상기 <수학식 12>에서 수신하기를 원하는 신호 $d(k)$ 를 검출하는 새로운 방식을 제안함과 동시에, 수신기가 계산한 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 가지고 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산하여 송신기로 피드백하는 방안을 제안하는 것이다.

본 발명에서 제안하는 수신하기를 원하는 신호 $d(k)$ 를 검출하는 방식은 블라인드 방식이며, 상기 블라인드 방식을 사 용함에 따라 임의의 추정값을 사용하여 수신 신호를 적응시켜 수렴하도록 해야만 하는데, 상기 수신 신호의 적응적 수렴을 위해 후술할 내용과 같은 혼합 모드 블라인드 방식을 사용한다. 여기서, 상기 혼합 모드 블라인드 방식은 상술한 CM 방식과 DD 방식을 혼합하여 수렴하도록 하는 방식을 의미한다.

한편, 상기 CM 방식은 수렴 속도가 느리다는 단점이 있고, 상기 DD 방식은 페이딩이 심한 채널, 즉 고속 페이딩 채널(fast fading channel) 및 고차 변조 방식에서는 수렴이 안될 확률이 높다는 단점이 있다. 따라서, 본 발명에서는 상기 CM 방식과 DD 방식을 적절한 함수(예컨대, 시그모이드 함수)를 이용하여 조합함으로써 작은 MSE 값으로 수렴하도록 제어한다.

상기 CM 방식 및 DD 방식을 적절히 조합하는 방법에 있어서, 본 발명에서는 바람직한 실시예로서 시그모이드 함수를 이용하여 설명하였으나, 상기 시그모이드 함수에 한정되지는 않으며, 상기 가중치 계산을 위해 필요로 하는 파라미터인 에러 값을 결정하는 두가지 방법의 효율성을 고려하여 각각에 대한 가중치를 부여하여 상기 에러값을 계산하는 어떠한 방법에도 적용될 수 있다.

즉, 두가지의 상이한 방식(예컨대, 상기 CM 방식 및 DD 방식)으로 에러값을 계산할 수 있는 방법에서 상기 에러값을 소정 시간에서 보다 효과적으로 적용될 수 있는 방식에 보다 많은 가중치를 부여하도록 적절한 함수를 적용할 수 있다.

예컨대, 상기 CM 방식 및 DD 방식은 수신 신호의 수렴 시점에 따라, 초기에는 CM 방식이 보다 빨리 수렴하고, 이후에는 DD 방식이 보다 정확히 수렴하므로, 초기에는 CM 방식을 상기 DD 방식보다 많이 반영하여 가중치를 계산하고, 이후에는 DD 방식을 상기 CM 방식보다 많이 반영하여 가중치를 계산하는 것이 바람직하다.

한편, 상기 혼합 모드 블라인드 방식에서 에러 함수는 시그모이드 함수를 사용하여 하기 <수학식 27>와 같이 표현될 수 있다.

수학식 27.

$$e_k = \alpha_k \cdot e_k^{CM} + \beta_k \cdot e_k^{DD}$$

$$\alpha_k = g(|e_k^{DD}|),$$

$$\beta_k = (1 - g(|e_k^{DD}|)) \frac{|e_k^{CM}|}{|e_k^{DD}|},$$

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-0.5)}}, a > 0$$

상기 <수학식 27>에서 e_k^{CM} , e_k^{DD} 은 상기 수신 신호의 적응적 수렴을 위해 사용되는 상수 계수(Constant Modulus; 이하 'CM'이라 칭하기로 한다) 방식과 결정 방향(Decision Directed; 이하 'DD'라 칭하기로 한다.)을 이용한 에러값이다. 이하 상기 에러값을 설명하기로 한다.

본 발명에서는 상기 <수학식 27>에서 보는 바와 같이 수신 신호가 적응적 수렴을 하는 전체 단계에 걸쳐서 상기 CM 방식과 DD방식이 조합되어 구현됨을 알 수 있다. 즉, e_k^{DD} 가 큰 값을 가지면, $g(|e_k^{DD}|)$ 가 커지게 되고 전체 에러 값에서 CM방식의 요소가 더 주요하게 영향을 미침을 알 수 있다.

한편, 상기 <수학식 27>에서 $g(x)$ 는 s자형 함수(즉, 시그모이드 함수)로서, CM방식의 요소가 주요하게 영향을 미치는 영역에서는 DD방식의 요소가 적게 영향을 미치고, 그 반대의 경우 즉 DD방식의 요소가 주요하게 영향을 미치는 영역에서는 CM방식의 요소가 적게 영향을 미치도록 한다.

상기 <수학식 27>에서 상기 에러값(e_k)은 상기 CM방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값(e_k^{CM})을 α_k 만큼 가중하고 상기 DD방식을 사용하여 계산한 에러값(e_k^{DD})을 β_k 만큼 가중하여 조합한 에러값이다.

상기 <수학식 27>에서 상기 함수 $g(x)$ 는 상술한 바와 같이 시그모이드(sigmoid)형태를 가지는 함수로서 도 7에서 상기 함수의 특성을 도시하였다.

상기 도 7를 참조하면 상기 a 값에 따라 S자형의 특성이 변하게 된다. 즉, 상기 a 값이 커지면 함수의 형태가 S자형에 가까워지게 되며, $a=1$ 일 경우 직선에 가까워진다. 따라서, 시그모이드 함수로 표현된 상기 <수학식 17>에서 상기 가중 계수 α_k 가 커지면 상기 가중 계수 β_k 가 작아지고, 상기 가중 계수 α_k 가 작아지면 상기 가중 계수 β_k 는 커지는 특성을 가지고 있다.

한편, 상기 에러값(e_k)은 상기 CM 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값(e_k^{CM})이 상기 DD 방식을 사용하여 계산한 에러값(e_k^{DD})을 초과하면, 이후 상기 가중된 CM 방식과 상기 가중된 CM 방식에 비해 가중된 상기 DD 방식을 조합하여 산출하며, 상기 CM 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값(e_k^{CM})이 상기 DD 방식을 사용하여 계산한 에러값(e_k^{DD})이하이면, 이후 가중된 상기 DD 방식과 가중된 상기 DD 방식에 비해 가중된 상기 CM 방식을 조합하여 산출한다.

이하, 상기 각각의 CM 방식 및 상기 DD 방식에 대하여 보다 구체적으로 설명한다.

먼저, 상기 CM 방식을 설명하면, 상기 CM 방식은 Godard에 의해서 제안되었으며, 일반적으로 블라인드 등화기(equalizer) 또는 빔 생성 알고리즘 등에 사용되고 있다. 상기 Godard가 제안한 상수 CM 방식을 사용할 경우 비용 함수 J 는 상기 <수학식 28>과 같이 표현된다.

$$\text{수학식 28}$$

$$J_{\text{Godard}} = E \left[\left(|z_n|^p - R_p \right)^2 \right]$$

상기 <수학식 28>에서 p 는 임의의 양의 정수를 나타내며, R_p 는 Godard 계수(Godard Modulus)를 나타낸다. 여기서, 상기 Godard 계수 R_p 는 상기 <수학식 29>과 같이 표현된다.

$$\text{수학식 29}$$

$$R_p = \frac{E \left[|z_n|^{2p} \right]}{E \left[|z_n|^p \right]}$$

한편, 현재 활발하게 논의되고 있는 OFDM 방식을 사용하는 이동 통신 시스템(이하 'OFDM 이동 통신 시스템'이라 칭하기로 한다)에서는 일반적으로 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식 이상의 비교적 고차 변조 방식을 사용하기 때문에 상기 비용 함수 J 는 상기 <수학식 30>과 같이 실수부와 허수부로 분리하여 계산된다.

여기서, 상기 비용 함수 J 를 실수부와 허수부로 분리하여 계산하는 이유는 고차 변조 방식을 사용함에 따라 송수신되는 신호들이 실수 성분과 허수 성분을 가지기 때문이다.

수학식 30

$$J = J_R + J_I$$

$$J_R = E\left[\left(z_{n,R}^2 - R_{2,R}\right)^2\right], J_I = E\left[\left(z_{n,I}^2 - R_{2,I}\right)^2\right]$$

$$R_{2,R} = \frac{E\left[z_{n,R}^4\right]}{E\left[z_{n,R}^2\right]}, R_{2,I} = \frac{E\left[z_{n,I}^4\right]}{E\left[z_{n,I}^2\right]}$$

본 발명의 실시예에 따라 LMS 방식을 사용하며 $p = 2$ 라고 가정할때, $d(k) = R_{2,R} + jR_{2,I}$ 로 결정된다. 또한, 초기 시점(즉, $k = 0$ 인 시점)에서의 비용 함수 J 값은 $0(J=0)$ 이라고 가정하기로 하며, 이를 도 8을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 8은 이동 통신 시스템에서 $p = 2$, $d(k) = R_{2,R} + jR_{2,I}$, $J = 0$ (단, $k=0$)일 경우의 CM 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.

상기 도 8을 참조하면, 상기에서 설명한 바와 같이 $p = 2$ 이고, $d(k) = R_{2,R} + jR_{2,I}$ 이며, $k = 0$ 인 시점에서의 비용 함수 J 값이 0인 경우 CM 방식을 적용하는 경우의 그래프가 도시되어 있다. 즉, 상기 <수학식 30>에 의해 R_2 값이 결정되면 좌표면에서 원이 생기게 된다. 그런다음, 수신된 신호점에서부터 원점까지 연장선을 그은 후, 상기 연장선과 원이 만나는 점에 의해 판단을 하게 된다. 상기 도 8에서는 수신된 신호 z_k 가 원으로 투영됨을 보이고 있다.

이하, 상기 DD방식에 관하여 상세히 설명한다.

수학식 31

$$d_R(k) = \Pr[\Re(z(k))]$$

$$d_I(k) = \Pr[\Im(z(k))]$$

상기 DD방식도 마찬가지로 상기 CM방식과 마찬가지로 실수부와 허수부를 분리하여 계산하여야만 한다. 상기 <수학식 31>에서, P_r 은 결정 방향(Decision-Directed; 이하 'DD'라 칭하기로 한다) 방식에 의해 상기 수신하기를 원하는 신호 $d(k)$ 와 가장 근사한 신호로 투영됨을 의미한다. 여기서, 상기 DD 방식은 상기 $d(k)$ 를 수신 신호와 가장 근사한 결정 값으로 반영하는 방식을 의미한다. 그러면 여기서 도 9를 참조하여 상기 DD 방식에 대해서 설명하기로 한다.

상기 도 9는 이동 통신 시스템에서 BPSK 방식을 사용할 경우 DD 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.

상기 도 9를 참조하면, 먼저 상기 OFDM 이동 통신 시스템에서 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식을 사용하는 것을 가정하였기 때문에 수신 신호가 I-Q 평면(domain)에서 (1.2, -0.2)이면 상기 수신하기를 원하는 신호 $d(k)$ 는 +1, -1과의 거리를 따져보고 가장 근사한 결정값인 1로 투영된다.

상술한 바와 같이, 본 발명은 상기 도 8 및 도 9에서 도시된 CM 방식 및 DD 방식을 시그모이드 함수를 적용하여 혼합함으로써, 수신 신호가 가장 빠르고 정확하게 원래 신호로 수렴할 수 있도록 한다. 또한, 본 발명에 따르면, 상기과 같이 두가지 방식을 혼합한 방법에 의해 비용함수를 최소화 하는 어려움을 구하고, 상기 어려움을 이용하여 수신 가중치 뿐만 아니라 송신 가중치를 결정한다.

이하, 상술한 혼합형 가중치 생성 방법에 따라 결정된 수신 가중치 및 송신 가중치를 이용하여 구현된 적응 안테나 어레이 장치 및 방법을 도 2 내지 도 6을 참조하여 상세히 설명한다.

먼저 도 2를 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 CDMA 이동 통신 시스템의 기지국 송수신기 구조를 설명하기로 한다

상기 도 2는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 CDMA 이동 통신 시스템의 기지국 송수신기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 2를 설명함에 있어, 상기 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 기지국 송수신기는 상기 도 1에서 설명한 송수신기 구조와 동일하며, 다만 피드백 정보 생성기(286) 구성이 추가되고, 신호 처리기(284)가 가중치를 결정하는 방식만이 상이하며, 상기 신호 처리기(284)가 결정한 가중치를 상기 기지국 수신기에 대응하는 송신기, 즉 이동국 송신기로 피드백하는 동작만이 상이할 뿐임에 유의하여야 한다.

또한, 상기 도 2를 설명하기에 앞서, 상기 CDMA 이동 통신 시스템은 상기 MIMO-AAA 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 그러면, 상기 송신기 및 수신기는 다수의 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 구비해야만 하는데, 상기 도 2에서는 상기 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 별도로 구비하는 것이 아니라 듀플렉서(duplexer)를 사용하여 동일한 안테나들을 시분할(time division) 하여 사용하는 경우를 가정하기로 한다. 또한, 상기 도 2에서는 N개의 안테나들을 사용한 다고 가정하기로 한다.

그러면, 첫 번째로 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 기지국 송신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 도 2를 참조하면, 상기 기지국 송신기는 인코더(encoder)(201), 인터리버(interleaver; 203), 송신 빔 생성기(205), 다수개(예컨대, N개)의 확산기(spreaders)들(즉, 제1 확산기(211), 제2 확산기(221), ... 및 제N 확산기(231)), N개의 무선 주파수(Radio Frequency; 이하 'RF'라 칭하기로 한다) 처리기(processor)들(즉, 제1 RF 처리기(213), 제2 RF 처리기(223), ... 및 제N RF 처리기(233))로 구성된다.

한편, 듀플렉서(240)는 상기 기지국 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용하며, N개의 안테나들, 즉 제1 안테나(241), 제2 안테나(243), ... 및 제N 안테나(245) 역시 상기 기지국 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용한다.

먼저, 송신할 데이터가 발생하면, 상기 송신 데이터는 상기 인코더(201)로 입력된다. 상기 인코더(201)는 상기 송신 데이터를 미리 설정되어 있는 인코딩(encoding) 방식으로 인코딩한 후 상기 인터리버(203)로 출력한다. 여기서, 상기 송신할 데이터는 피드백 정보(FBI; FeedBack Information) 데이터로서, 상기 기지국 수신기의 신호 처리기(284)에

서 생성한 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 데이터이며, 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 에 대해서는 하기에서 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

또한, 상기 인코딩 방식은 터보(turbo) 방식 혹은 컨벌루션 방식 등이 될 수 있다. 상기 인터리버(203)는 상기 인코더(201)에서 출력한 신호를 입력하여 버스트 에러(burst error) 방지를 위해 미리 설정되어 있는 설정 방식에 상응하게 인터리빙한 후 상기 송신 빔 생성기(205)로 출력한다. 여기서, 상기 인터리버(203)에서 출력하는 신호를 z_k 라고 표현하기로 한다.

상기 송신 빔 생성기(105)는 상기 인터리버(203)에서 출력한 신호 z_k 를 입력하여 미리 설정되어 있는 가중치들을 고려하여 송신빔을 생성한 후 상기 제1 확산기(211), 제2 확산기(221), ... 및 제N 확산기(231) 각각으로 출력한다.

이때, 상기 송신 빔 생성기(205)는 상기 인터리버(203)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 제1 안테나(241), 제2 안테나(243), ... 및 제N 안테나(245) 각각으로 송신되도록 송신 빔을 생성하여 상기 제1 확산기(211), 제2 확산기(221), ... 및 제N 확산기(231) 각각으로 출력하게 된다. 또한, 상기 송신 빔 생성기(205)는 상기 송신 빔을 생성하기 위한 가중치들을 별도로 계산하여 상기 송신 빔을 생성하게 된다.

한편, 상기 기지국 수신기가 이전 시점에서 상기 피드백 정보 데이터를 이동국 송신기로부터 수신하였을 경우, 상기 송신 빔 생성기(205)는 상기 피드백 정보 데이터에 포함되어 있는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 사용하여 송신 빔을 생성하게 된다. 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 피드백 받아 송신 빔을 생성하는 과정은 하기 도 3에서 후술하기로 한다.

또한, 상기 송신 빔 생성기(205)에서 출력한 신호들의 집합은 \mathcal{Z}_k 라고 표현하기로 한다. 따라서, 상기 \mathcal{Z}_k 는 k 번째 안테나와 매핑되는, 상기 송신 빔 생성기(205)에서 출력한 신호들의 집합이 된다.

상기 제1 확산기(211)는 상기 송신빔 생성기(205)에서 출력한 신호, 즉 \mathcal{Z}_1 를 입력하여 미리 설정되어 있는 확산 코드(spreading code)로써 확산한 후 제1 RF 처리기(213)로 출력된다. 상기 제1 RF 처리기(213)는 상기 제1 확산기(211)로부터 출력된 신호를 입력받아 RF 처리하여 상기 듀플렉서(240)로 출력한다. 여기서, 상기 RF 처리기들 각각은 증폭기(amplifier)와, 주파수 변환기(frequency converter), 필터(filter) 및 아날로그/디지털 변환기(analog to di

gital converter) 등으로 구성되어 RF 신호를 처리한다.

또한, 상기 제2 확산기(221)는 상기 송신빔 생성기(205)에서 출력한 신호, 즉 s_2 를 입력하여 미리 설정되어 있는 확산 코드를 가지고 확산한 후 제2 RF 처리기(223)로 출력한다. 상기 제2 RF 처리기(223)는 상기 제2 확산기(221)에서 출력한 신호를 입력하여 RF 처리하여 상기 듀플렉서(240)로 출력한다.

동일한 방법으로, 상기 제N 확산기(231)는 상기 송신빔 생성기(205)에서 출력한 신호, 즉 s_N 를 입력하여 미리 설정되어 있는 확산 코드를 가지고 확산한 후 제N RF 처리기(233)로 출력한다. 상기 제N RF 처리기(233)는 상기 제N 확산기(231)에서 출력한 신호를 입력하여 RF 처리하여 상기 듀플렉서(240)로 출력한다.

한편, 상기 듀플렉서(240)는 제어기(도시하지 않음)의 제어에 따라 송신 시점과 수신 시점을 스케줄링(scheduling)하여 송수신 동작을 제어한다. 또한, 상기 듀플렉서(240)의 송수신 동작에 따라 상기 제1안테나(241), 제2안테나(243), ... 및 제N안테나(245)는 송신 안테나(Tx. ANT)로서 동작할 수도 있고 수신 안테나(Rx. ANT)로도 동작할 수도 있다.

다음으로, 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 기지국 수신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 수신기는 다수의, 일 예로 N개의 RF처리기들, 즉 제1 RF 처리기(251)와, 제2 RF 처리기(261)와, ..., 제N RF 처리기(271)와, 상기 RF 처리기들 각각에 대응되는 N개의 다중 경로 탐색기(multipath searcher)들, 즉 제1 다중 경로 탐색기(253)와, 제2 다중 경로 탐색기(263)와, ..., 제N 다중 경로 탐색기(273)와, 상기 다중 경로 탐색기들 각각에서 탐색한 다수의, 일 예로 L개의 다중 경로(multipath) 각각에 대한 신호를 처리하는 L개의 핑거(finger)들, 즉 제1 핑거(280-1)와, 제2 핑거(280-2), ..., 제L 핑거(280-L)의 L개의 핑거들과, 상기 L개의 핑거들 각각에서 출력하는 다중 경로 신호들을 결합하는 다중 경로 결합기(multipath combiner)(291)와, 디인터리버(de-interleaver)(293)와, 디코더(decoder)(295)로 구성된다.

먼저, 다수의 송신기들에서 송신한 신호들은 다중 경로 페이딩 무선 채널(fading radio channel)을 통해 상기 N개의 안테나들을 통해 수신된다. 상기 듀플렉서(240)는 상기 제1 안테나(241)를 통해 수신된 신호를 상기 제1 RF 처리기(251)로 출력한다. 상기 제1 RF 처리기(251)는 상기 제1 안테나(241)에서 출력한 신호를 입력하여 RF 처리하여 기저 대역(baseband) 디지털 신호로 변환한 후 제1 다중 경로 탐색기(253)로 출력한다. 상기 제1 다중 경로 탐색기(253)는 상기 제1 RF 처리기(251)에서 출력한 신호를 입력하여 L개의 다중 경로 성분들을 분리하고, 상기 분리된 L개의 다중 경로 성분들 각각을 상기 제1 핑거(280-1) 내지 제L 핑거(280-L) 각각으로 출력한다. 여기서, 상기 제1 핑거(280-1) 내지 제L 핑거(280-L) 각각은 L개의 다중 경로를 각각에 일대일 매핑되어 다중 경로 신호 성분을 처리하게 된다. 여기서, 상기 N개의 수신 안테나들을 통해 수신된 신호들 각각에 대해 L개의 다중 경로들을 고려하므로 $N \times L$ 개의 신호들에 대해서 신호 처리해야만 하며, 상기 $N \times L$ 개의 신호들중 동일한 경로의 신호들이 동일한 핑거로 출력된다.

또한, 상기 듀플렉서(240)는 상기 제2 안테나(243)를 통해 수신된 신호를 상기 제2 RF 처리기(261)로 출력한다. 상기 제2 RF 처리기(261)는 상기 제2 안테나(243)에서 출력한 신호를 입력하여 RF 처리하여 기저 대역 디지털 신호로 변환한 후 제2 다중 경로 탐색기(263)로 출력한다. 상기 제2 다중 경로 탐색기(263)는 상기 제2 RF 처리기(261)에서 출력한 신호를 입력하여 L개의 다중 경로 성분들을 분리하고, 상기 분리된 L개의 다중 경로 성분들 각각을 상기 제1 핑거(280-1) 내지 제L 핑거(280-L) 각각으로 출력한다.

이런 식으로, 상기 듀플렉서(240)는 상기 제N 안테나(245)를 통해 수신된 신호를 상기 제N RF 처리기(271)로 출력한다. 상기 제N RF 처리기(271)는 상기 제N 안테나(245)에서 출력한 신호를 입력하여 RF 처리하여 기저 대역 디지털 신호로 변환한 후 제N 다중 경로 탐색기(273)로 출력한다. 상기 제N 다중 경로 탐색기(273)는 상기 제N RF 처리기(271)에서 출력한 신호를 입력하여 L개의 다중 경로 성분들을 분리하고, 상기 분리된 L개의 다중 경로 성분들 각각을 상기 제1 핑거(280-1) 내지 제L 핑거(280-L) 각각으로 출력한다.

이런 식으로, 상기 N개의 안테나들 각각을 통해 수신된 신호들의 L개의 다중 경로 신호들 각각은 동일한 다중 경로 신호끼리 동일한 핑거로 입력된다. 일 예로, 상기 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245)의 제1 다중 경로 신호들은 상기 제1 핑거(280-1)로 입력되고, 이런 식으로 상기 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245)의 제L 다중 경로 신호들은 상기 제L 핑거(280-L)로 입력된다. 한편, 상기 제1 핑거(280-1) 내지 제L 핑거(280-L) 각각은 실제 입출력되는 신호들만 상이할 뿐 그 구성 및 동작이 동일하므로 여기서는 상기 제1 핑거(280-1)의 동작만을 일 예로 하여 설명하기로 한다.

상기 제1 핑거(280-1)는 상기 N개의 다중 경로 탐색기들 각각에 대응되는 N개의 역확산기(de-spreader)들, 즉 제1 역확산기(281)와, 제2 역확산기(282)와, ..., 제N 역확산기(283)의 N개의 역확산기들과, 상기 N개의 역확산기들 각각에서 출력하는 신호를 입력하여 수신 빔(beam) 생성을 위한 수신 가중치 W_{Rx} 와, 상기 기지국 수신기에 대응하는

상대편 송신기, 즉 이동국 송신기의 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산하는 신호 처리기(284)와, 상기 신호 처리기(284)에서 계산한 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 사용하여 수신 빔을 생성하는 수신빔 생성기(285)와, 상기 상기 신호 처리기(284)에서 계산한 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 피드백 정보 생성기(286)로 구성된다.

먼저, 상기 제1 다중 경로 탐색기(253)에서 출력한 제1 다중 경로 신호는 상기 제1 역확산기(281) 및 상기 신호 처리기(284)로 입력된다. 상기 제1 역확산기(281)는 상기 제1 다중 경로 탐색기(153)에서 출력한 제1 다중 경로 신호를 미리 설정되어 있는 역확산 코드(de-scrambling code)를 가지고 역확산하여 상기 신호 처리기(284) 및 수신 빔 생성기(285)로 출력한다. 또한, 상기 제2 다중 경로 탐색기(263)에서 출력한 제1 다중 경로 신호는 상기 제2 역확산기(282) 및 상기 신호 처리기(284)로 입력된다. 상기 제2 역확산기(282)는 상기 제2 다중 경로 탐색기(263)에서 출력한 제1 다중 경로 신호를 미리 설정되어 있는 역확산 코드를 가지고 역확산하여 상기 신호 처리기(284) 및 수신 빔 생성기(285)로 출력한다. 이런 식으로, 상기 제N 다중 경로 탐색기(273)에서 출력한 제1 다중 경로 신호는 상기 제N 역확산기(283) 및 상기 신호 처리기(284)로 입력된다. 상기 제N 역확산기(283)는 상기 제N 다중 경로 탐색기(273)에서 출력한 제1 다중 경로 신호를 미리 설정되어 있는 역확산 코드를 가지고 역확산하여 상기 신호 처리기(284) 및 수신 빔 생성기(285)로 출력한다.

상기 신호 처리기(284)는 상기 제1 역확산기(281) 내지 제N 역확산기(283)에서 출력한 신호를 입력하여 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 계산한다. 여기서, 상기 제1 다중 경로 탐색기(253) 내지 제N 다중 경로 탐색기(273) 각각에서 출력한 제1 다중 경로 신호들의 집합을 ' x_k '라고 정의하기로 한다. 여기서, 상기 제1 다중 경로 신호 집합 x_k 는 k번째 시점에서 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245) 각각을 통해 수신된 제1 다중 경로 신호들의 집합을 나타내며, 상기 제1 다중 경로 신호 집합 x_k 을 구성하는 제1 다중 경로 신호들 각각은 모두 벡터 신호이다. 또한, 상기 수신 가중치 $w_{R,k}$ 은 k번째 시점에서 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245) 각각을 통해 수신된 제1 다중 경로 신호들 각각에 적용할 수신 가중치들의 집합을 나타내며, 상기 수신 가중치 집합 $w_{R,k}$ 을 구성하는 가중치들 각각은 모두 벡터 신호이다.

그리고, 상기 제1 다중 경로 신호 집합 x_k 내의 모든 제1 다중 경로 신호들이 역확산된 신호들의 집합을 ' y_k '라고 정의하기로 한다. 여기서, 제1 다중 경로 신호들의 역확산 신호 집합 y_k 는 k번째 시점에서 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245) 각각을 통해 수신된 제1 다중 경로 신호들 각각이 역확산된 신호들의 집합을 나타내며, 상기 제1 다중 경로 신호들의 역확산 신호 집합 y_k 를 구성하는 역확산 신호들 각각은 모두 벡터 신호이다. 이하, 설명의 편의상 '집합'에 대해서는 그 용어를 생략하기로 하며, 언더바(under bar) 표시가 되어 있는 파라미터(parameter)는 모두 특정 엘리먼트(element)들의 집합을 나타냄에 유의하여야 한다. 또한, 상기 제1 역확산기(281) 내지 제N 역확산기(283)

각각은 미리 설정되어 있는 역확산 코드로 상기 제1 다중 경로 신호 x_k 를 역확산하므로 수신하기를 원하는 신호의 수신 전력(power)이 간섭 신호(interference signal)의 수신 전력에 비해서 프로세스 이득(process gain)만큼 증폭된다.

한편, 상기에서 설명한 바와 같이 상기 신호 처리기(284)로는 역확산되기 전의 신호, 즉 제1 다중 경로 신호 x_k 와 역확산된 후의 신호, 즉 상기 제1 다중 경로 신호 x_k 가 역확산된 신호 y_k 가 입력된다. 상기 신호 처리기(284)는 상기 제1 다중 경로 신호 x_k 와 상기 제1 다중 경로 신호 x_k 가 역확산된 신호 y_k 를 가지고 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 계산하여 상기 수신 빔 생성기(285)로 출력한다.

결과적으로, 상기 신호 처리기(284)는 상기 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245) 각각에서 출력되는, 총 N개의 제1 다중 경로 신호들인 x_k 과, 상기 총 N개의 제1 다중 경로 신호들이 역확산된 신호들인 y_k 를 가지고 상기 제1 안테나(241) 내지 제N 안테나(245) 각각에서 출력되는 제1 다중 경로 신호 x_k 에 적용되는 총 N개의 가중치들인 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 계산하는 것이다. 상기 수신 빔 생성기(285)는 상기 총 N개의 제1 다중 경로 신호들인 x_k 이 역확산된 신호들인 y_k 와 총 N개의 가중치들인 $w_{R,k}$ 를 입력하고, 상기 제1 다중 경로 신호 x_k 가 역확산된 신호 y_k 와 해당 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 내적하여 상기 제1 펌퍼(280-1)의 출력 z_k 로 출력한다. 또한, 상기 기지국 수신기의 N개의 펌퍼들 각각에서 출력하는 출력 신호 z_k 의 집합인 z_k 가 최종적으로 상기 다중 경로 결합기(291)로 입력되는 것이다. 또한, 상기 신호 처리기(284)는 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 사용하여 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산한 후, 상

기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 상기 피드백 정보 생성기(286)로 출력한다. 상기 피드백 정보 생성기(286)는 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 피드백 정보를 생성한다. 여기서, 상기 피드백 정보 생성기(286)에서 생성된 피드백 정보가 상기 기지국 송신기에서 송신되는 피드백 정보가 되는 것이다. 또한, 상기 피드백 정보는 일 예로 전용 물리 채널(DPCH: Dedicated Physical CHannel) 등을 통해서 송신된다.

상기의 설명에서는 제1 핑거(280-1)만을 일 예로 하여 그 동작을 설명하였으나, 상기 제1 핑거(280-1) 뿐만 아니라 나머지 핑거들 역시 상기 제1 핑거(280-1)와 동일한 동작을 수행함은 물론이다. 그래서, 상기 다중 경로 결합기(291)는 상기 제1 핑거(280-1) 내지 제L 핑거(280-L)에서 출력한 신호를 입력하여 다중 경로 결합한 후 상기 디인터리버(293)로 출력한다. 상기 디인터리버(293)는 상기 다중 경로 결합기(291)에서 출력한 신호를 입력하여 송신기에서 적용한 인터리빙 방식에 상응하는 디인터리빙 방식으로 디인터리빙한 후 상기 디코더(295)로 출력한다. 상기 디코더(295)는 상기 디인터리버(293)에서 출력한 신호를 입력하여 송신기에서 적용한 인코딩 방식에 상응하는 디코딩(decoding) 방식으로 디코딩하여 최종 수신 데이터로 출력한다.

상기 도 2에서는 기지국 수신기가 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산하고, 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 상기 이동국 송신기로 피드백하는 경우를 설명하였다. 그러나, 상기 기지국 송수신기 구조가 그대로 이동국 송수신기 구조로 사용될 수도 있으며, 다만 상기 도 2에서는 피드백 정보를 생성하여 송신하는 측면을 중심으로 하여 설명하였음에 유의하여야 한다.

다음으로 도 3을 참조하여 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 CDMA 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 3은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 CDMA 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 3을 설명함에 있어, 상기 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 이동국 송수신기는 상기 도 1에서 설명한 송수신기 구조와 동일하며, 다만 피드백 정보 처리기(307) 구성이 추가되고, 송신 빔 생성기(305)가 송신 빔을 피드백받은 송신 가중치를 사용하여 생성한다는 동작에서만 상이할 뿐임에 유의하여야 한다.

또한, 상기 도 3을 설명하기에 앞서, 상기 CDMA 이동 통신 시스템은 상기 MIMO-AAA 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 그러면, 상기 송신기 및 수신기는 다수의 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 구비해야만 하는데, 상기 도 2에서는 상기 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 별도로 구비하는 것이 아니라 듀플렉서를 사용하여 동일한 안테나들을 시분할하여 사용하는 경우를 가정하기로 한다. 또한, 상기 도 3에서는 N개의 안테나들을 사용한다고 가정하기로 한다.

이하, 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 도 3을 참조하면, 상기 송신기는 인코더(301), 인터리버(303), 송신 빔 생성기(305), 피드백 정보 처리기(307), 다수개(예컨대, N개)의 확산기들(즉, 제1확산기(311), 제2확산기(321), ... 및 제N 확산기(331)) 및 N개의 RF 처리기들(즉, 제1 RF 처리기(313), 제2 RF 처리기(323), ... 및 제N RF 처리기(333))로 구성된다. 한편, 듀플렉서(340)은 상기 이동국 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용하며, N개의 안테나들(즉, 제1안테나(341), 제2안테나(343), ... 및 제N 안테나(345)) 역시 상기 이동국 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용한다. 여기서, 상기 인코더(301), 인터리버(303), 제1 확산기(311), 제2 확산기(321), ... 및 제N확산기(331), 제1RF 처리기(313), 제2RF 처리기(323), ... 및 제N RF 처리기(333)는 상기 도 2의 인코더(201), 인터리버(203), 제1확산기(211), 제2확산기(221), ... 및 제N확산기(231), 제1RF 처리기(213), 제2RF 처리기(223), ... 및 제N RF 처리기(233)와 동일한 동작을 수행하므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

상기 피드백 정보 처리기(307)는 상기 이동국 수신기가 수신한 피드백 정보를 분석하여 상기 피드백 정보에 포함되어 있는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 검출하고, 상기 검출한 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 상기 송신빔 생성기(305)로 출력한다. 상기 이동국 수신기가 피드백 정보를 수신하는 과정은 하기에서 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 상기 송신빔 생성기(305)는 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 에 상응하게 송신빔을 생성한다.

두 번째로, 상기 CDMA 이동 통신 시스템의 이동국 수신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 수신기는 다수의, 일 예로 N개의 RF처리기들(즉, 제1 RF 처리기(351), 제2 RF 처리기(361), ... 및 제N RF 처리기(371)), 상기 RF 처리기들 각각에 대응되는 N개의 다중 경로 탐색기들(즉, 제1 다중 경로 탐색기(353), 제2 다중 경로 탐색기(363), ... 및 제N 다중 경로 탐색기(373)), 상기 다중 경로 탐색기들 각각에서 탐색한 다수의(예컨대, L개

의) 다중 경로 각각에 대한 신호를 처리하는 L개의 핑거들(즉, 제1 핑거(380-1)와, 제2 핑거(380-2), ... 및 제L 핑거(380-L)), 상기 L개의 핑거들 각각에서 출력하는 다중 경로 신호들을 결합하는 다중 경로 결합기(391), 디인터리버(393) 및 디코더(395)로 구성된다.

여기서, 상기 제1 RF 처리기(351), 제2 RF 처리기(361), ... 및 제N RF 처리기(371), 제1 다중 경로 탐색기(353), 제2 다중 경로 탐색기(363), ... 및 제N 다중 경로 탐색기(373), 제1 핑거(380-1), 제2 핑거(380-2), ... 및 제L 핑거(380-L), 다중 경로 결합기(391), 디인터리버(393) 및 디코더(395)는 상기 도 2의 제1 RF 처리기(251), 제2 RF 처리기(261), ... , 제N RF 처리기(271), 제1 다중 경로 탐색기(253), 제2 다중 경로 탐색기(263), ... 및 제N 다중 경로 탐색기(273), 제1 핑거(280-1), 제2 핑거(280-2), ... 및 제L 핑거(280-L), 다중 경로 결합기(291), 디인터리버(293) 및 디코더(295)와 동일한 동작을 수행하므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

다만, 상기 디코더(395)가 최종적으로 출력하는 수신 데이터가 상기 피드백 정보, 즉 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 피드백 정보가 되는 것이며, 상기 디코더(395)에서 출력한 피드백 정보가 상기 피드백 정보 처리기(307)로 입력되는 것이다.

상기 도 3에서는 이동국 수신기가 피드백 정보를 수신하고, 상기 수신한 피드백 정보에 포함되어 있는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 사용하여 이동국 송신기가 송신빔을 생성하는 경우를 설명하였다. 그러나, 상기 이동국 송수신기 구조가 그대로 기지국 송수신기 구조로 사용될 수도 있으며, 다만 상기 도 3에서는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 가 포함되어 있는 피드백 정보를 수신하는 측면을 중심으로 하여 설명하였음에 유의하여야 한다.

상기 도 2 및 도 3을 통해 상술한 본 발명에 따른 송신측/수신측 송수신기를 통해 송신 가중치 정보가 생성 전송되는 과정을 정리하면 다음과 같다.

상기 도 2에서의 수신기는 수신된 신호의 에러값을 상술한 방법에 의해 산출하고, 상기 혼합형 방식에 의해 산출된 에러값으로써 수신 가중치 및 송신 가중치를 결정한다. 이때, 상기 송신 가중치는 피드백 정보 데이터로서 상기 도 2의 송신기를 통해 전송되며, 상기 피드백 정보 데이터로 전송된 송신 가중치는 상기 도 3의 수신기를 통해 수신된다. 상기 도 3의 수신기를 통해 수신된 상기 송신 가중치는 상기 도 3의 송신기의 송신빔 생성기로 입력되어 각 안테나별 송신빔 형성을 위한 송신 가중치로서 작용한다.

한편, 상술한 바와 같이 상기 도 2는 기지국 또는 단말기가 될 수 있으며, 상기 도 3은 단말기 또는 기지국이 될 수 있다. 즉, 상기 도 2가 기지국일 경우, 상기 기지국에서 수신한 데이터를 통해 단말기가 전송할 데이터의 송신 가중치를 산출하여 상기 단말기로 전송하고, 상기 단말기는 도 3에 도시된 바와 같이 수신된 송신 가중치를 데이터 송신시 송신빔 생성에 반영한다. 반대로, 상기 도 2가 단말기일 경우, 상기 단말기에서 수신한 데이터를 통해 상기 기지국이 전송할 데이터의 송신 가중치를 산출하여 상기 기지국으로 전송하고, 상기 기지국은 도 3에 도시된 바와 같이 수신된 송신 가중치를 데이터 송신시 송신빔 생성에 반영한다.

이하, 도 4를 참조하여 상기 도 2의 수신기에서 송신 가중치를 산출하는 신호 처리기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 4는 본 발명에서의 기능을 수행하는 신호 처리기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 4를 설명함에 있어, 설명의 편의상 상기 기지국 수신기의 구성들중 본 발명과 직접적으로 연관되는 구성들만을 설명하기로 한다. 여기서, 상기 기지국 수신기의 구성들을 가지고 설명하는 이유는 상기 설명에서 기지국 수신기가 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산하는 경우를 일 예로하여 설명하였기 때문이며, 상기 도 4의 신호 처리기(즉, 도 2의 참조번호 284) 구조는 이동국 수신기에도 적용될 수 있음은 물론이다.

상기 도 4를 참조하면, 먼저 임의의 시점 k에서의 수신 신호 x^k 가 입력되면 역확산기(410)는 미리 설정되어 있는 설정 역확산 코드를 사용하여 역확산하고, 상기 역확산된 수신 신호 y^k 를 신호 처리기(430) 및 수신 빔 생성기(420)로 출력한다. 상기 신호 처리기(430)는 가중치 계산기(431), 메모리(memory; 433) 및 에러값 조합기(435)로 구성된다.

상기 신호 처리기(430)의 가중치 계산기(431)는 상기 역확산된 수신 신호 y^k 를 입력하여 미리 설정되어 있는 상수 이득값 μ 와 초기 가중치 $w_{R,0}$, $w_{T,0}$ 를 입력하여 상술한 바와 같이 가중치를 계산하고, 상기 메모리(433)로 출력한다.

이때, 상기 w 의 아래 첨자 R 은 수신단에서의 빔 형성 벡터, T 는 송신단에서의 빔 형성 벡터를 의미한다. 한편, 상기 메모리(433)는 상기 가중치 계산기(431)에서 계산한 가중치를 버퍼링(buffering)하며, 상기 가중치 계산기(431)는 이후 상기 가중치를 시간에 따라 업데이트할 때 상기 메모리(433)에 저장되어 있는 가중치를 이용한다. 즉, 임의의 시점 k 에서 계산된 송신 가중치 및 수신가중치($w_{R,k}, w_{T,k}$)를 사용하여 다음 시점 $k+1$ 에서의 송신 가중치 및 수신 가중치($w_{R,k+1}, w_{T,k+1}$)를 업데이트한다.

상기 가중치 계산기(431)는 본 발명에 따라 상기 상술한 바와 같이 CM 방식 및 DD 방식이 소정의 함수(예컨대, 시그모이드 함수)를 통해 혼합된 방식에 의해 계산되며, 가중치를 계산할 때 상기 CM 방식과 DD 방식을 적절히 조합하여 사용한다. 한편, 상술한 바와 같이 상기 CM 방식은 수렴 속도가 느리다는 단점이 있고, 상기 DD 방식은 페이딩이 심한 채널, 즉 고속 페이딩 채널(fast fading channel) 및 고차 변조 방식에서는 수렴이 안될 확률이 높다는 단점이 있다. 따라서, 본 발명에서는 상기 CM 방식과 DD 방식을 적절한 함수(예컨대, 시그모이드 함수)를 이용하여 조합함으로써 작은 MSE 값으로 수렴하도록 제어한다.

이하, 도 5를 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-AAA 방식을 사용하여 데이터를 송수신하는 과정을 설명하기로 한다.

상기 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-AAA 방식을 사용하여 데이터를 송수신하는 과정을 도시한 신호 흐름도이다.

상기 도 5를 참조하면, 먼저 기지국(500)은 수신 신호를 역확산하고(511단계), 상기 역확산된 수신 신호를 사용하여 수신 가중치 $w_{R,k}$ 와 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산한다(513단계). 상기 기지국(500)은 상기 계산한 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하여 피드백 정보를 생성하고, 상기 생성한 피드백 정보를 이동국(550)으로 송신한다(515단계).

상기 이동국(550)은 상기 기지국(500)에서 송신한 피드백 정보를 수신하고(551단계), 상기 수신한 피드백 정보로부터 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 검출한다(553단계). 상기 이동국(550)은 상기 검출한 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 가지고 송신빔을 생성한다(555단계).

한편, 상술한 바와 같이 상기 기지국(500) 및 이동국(550)은 그 역할을 바꾸어서 구현되는 것이 가능하다. 즉, 상기 기지국(500)에서 수행하는 수신 신호를 역확산하여 송신 가중치를 계산하는 과정을 이동국(550)에서 수행하며, 상기 계산된 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 상기 기지국(500)으로 전송하고, 상기 피드백 정보를 수신한 기지국(500)이 송신 가중치를 검출(553)하게 하여 송신빔을 생성하도록 할 수 있다.

다음으로 도 6을 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 기지국 수신기의 신호 수신 과정을 설명하기로 한다.

상기 도 6을 설명하기에 앞서, 상기 도 2에서 기지국 수신기가 피드백 정보를 생성하는 경우를 일 예로 하여 설명하였으므로 상기 도 6에서 역시 상기 기지국 수신기의 신호 수신 과정을 설명하며, 상기 피드백 정보를 이동국 수신기가 생성할 경우 역시 상기 기지국 수신기의 신호 수신 과정과 동일한 과정을 수행함에 유의하여야 한다.

상기 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 기지국 수신기의 신호 수신 과정을 도시한 순서도이다.

상기 도 6을 참조하면, 먼저 기지국 수신기는 611단계에서 초기 가중치 $w_{R,0}, w_{T,0}$ 와, 상수 이득값 μ 를 셋업(set up)하고, 613단계로 진행한다. 상기 613 단계에서 상기 기지국 수신기는 통신이 종료되었는지를 검사한다. 상기 검사 결과 통신이 종료되었을 경우 상기 기지국 수신기는 현재까지의 과정을 종료한다.

상기 613단계에서 검사 결과 통신이 종료되지 않았을 경우 상기 기지국 수신기는 615단계로 진행한다. 상기 615단계에서 상기 기지국 수신기는 상기 수신 신호 x_k 가 역확산된 신호 y_k 를 입력받고 615단계로 진행한다. 상기 615단계에서 상기 기지국 수신기는 상기 역확산된 신호 y_k 와 가중치 $w_{R,k}$ 를 사용하여 상기 기지국 수신기의 평거들 각각에서 출력하는 출력 신호 z_k 의 집합인 z_k 를 계산한 후($z_k = w_{R,k}^H y_k$) 619단계로 진행한다. 여기서, 상기 z_k 는 결국 수신 빔이 되는 것이다. 상기 619단계에서 수신 신호 z_k 와 수신하기를 원하는 신호 d_k 와의 차인 에러 함수 e_k 를 계산한 후 621단계로 진행한다.

상기 621단계에서 상기 기지국 수신기는 상기 역확산된 신호 y_k 와 에러 함수 e_k 를 가지고 비용 함수의 미분값을 계산하고, 623단계로 진행한다. 상기 623단계에서 상기 기지국 수신기는 빔 생성 계수, 즉 가중치를 계산하고 625단계로 진행한다. 625단계에서는 $w_{T,k}$ 를 송신단으로 전송하고 $w_{R,k}$ 를 629으로 이동한다.

상기 629단계에서 상기 기지국 수신기는 미리 설정되어 있는 설정 단위 시간을 지연한 후 631단계로 진행한다. 여기서, 상기 설정 단위 시간을 지연하는 이유는 k번째 스냅에서 결정된 값을 k+1번째 스냅에 사용하도록 하기 위해서, 즉 상태 천이 지연(state transition delay) 시간을 고려하기 위해서이다. 상기 631단계에서 상기 기지국 수신기는 상기 k 값을 1 증가시키고, 즉 현재 시점 k에서 다음 시점 k+1로 천이하고 상기 613단계로 되돌아간다.

본 발명에 따르면, 상기 619 단계에서 에러값을 계산할 때, 2가지 방식을 혼합하여 계산하는 혼합형 방식을 사용하여 계산하였으며, 상술한 바에 따르면, 일실시예로서, CM 방식과 DD 방식을 시그모이드 함수에 따라 가중치를 두어 혼합하는 방식을 적용하였다.

또한, 상기 623 단계에서는 수신 가중치($w_{R,k}$) 뿐만 아니라 송신 가중치($w_{T,k}$)를 계산하고, 상기 계산된 송신 가중치($w_{T,k}$)를 송신단으로 전송(625 단계)하도록 구현되었다.

다음으로 도 10을 참조하여 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 OFDM 이동 통신 시스템의 기지국 송수신기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 10은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 기지국 송수신기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 10을 설명하기에 앞서, 상기 도 10에 도시되어 있는 기지국 송수신기 구조는 상기 도 2에서 설명한 CDMA 이동 통신 시스템의 기지국 송수신기 구조와 시스템 특성에 따른 구조는 상이하지만 실질적으로는 동일한 동작을 수행함에 유의하여야 한다. 즉, 상기 OFDM 이동 통신 시스템의 기지국 송수신기 역시 상기 CDMA 이동 통신 시스템의

기지국 송수신기와 마찬가지로 수신 가중치 $w_{R,k}$ 와 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산하고, 상기 계산된 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 이동국으로 피드백하는 동작을 수행한다. 또한, 상기 도 10을 설명하기에 앞서, 상기 OFDM 이동 통신 시스템은 상기 MIMO-AAA 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 그러면, 상기 송신기 및 수신기는 다수의 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 구비해야만 하는데, 상기 도 10에서는 상기 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 별도로 구비하는 것이 아니라 듀플렉서를 사용하여 동일한 안테나들을 시분할하여 사용하는 경우를 가정하기로 한다. 또한, 상기 도 10에서는 N개의 안테나들을 사용한다고 가정하기로 한다.

그러면, 첫 번째로 상기 OFDM 이동 통신 시스템의 기지국 송신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 도 10을 참조하면, 상기 기지국 송신기는 심벌 매핑기(symbol mapper)(1011)와, 직렬/병렬 변환기(serial to parallel converter)(1013)와, 파일럿 심벌 삽입기(pilot symbol inserter)(1015)와, 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform; 이하 'IFFT'라 칭하기로 한다)기(1017)와, 병렬/직렬 변환기(parallel to serial converter)(1019)와, 보호 구간 삽입기(guard interval inserter)(1021)와, 송신 빔 생성기(1023)와, 디지털/아날로그 변환기(digital to analog converter)(1025)와, 무선 주파수(Radio Frequency; 이하 'RF'라 칭하기로 한다) 처리기(processor)(1027)로 구성된다.

먼저, 전송하고자 하는 정보 데이터 비트들(information data bits)이 발생하면, 즉 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 피드백 정보 데이터가 발생하면, 상기 피드백 정보 데이터는 상기 심벌 매핑기(1011)로 입력된다. 상기 심벌 매핑기(1011)는 상기 입력되는 피드백 정보 데이터를 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 심벌 변환한 뒤 상기 직렬/병렬 변환기(1013)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식 혹은 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식 등이 사용될 수 있다. 상기 직렬/병렬 변환기(1013)는 상기 심벌 매핑기(1011)에서 출력하는 직렬 변조 심벌들을 입력하여 병렬 변환한 후 상기 파일럿 심벌 삽입기(1015)로 출력한다. 상기 파일럿 심벌 삽입기(1015)는 상기 직렬/병렬 변환기(1013)에서 출력한 병렬 변환된 변조된 심벌들에 파일럿 심벌들을 삽입한 후 상기 IFFT기(1017)로 출력한다.

상기 IFFT기(1017)는 상기 파일럿 심벌 삽입기(1015)에서 출력한 신호를 입력하여 N-포인트(N-point) IFFT를 수행한 후 상기 병렬/직렬 변환기(1019)로 출력한다. 상기 병렬/직렬 변환기(1019)는 상기 IFFT기(1017)에서 출력한 신호를 입력하여 직렬 변환한 후 상기 보호 구간 삽입기(1021)로 출력한다. 상기 보호 구간 삽입기(1021)는 상기 병렬/직렬 변환기(1019)에서 출력한 신호를 입력하여 보호 구간 신호를 삽입한 후 상기 송신 빔 생성기(1023)로 출력한다. 상기 송신 빔 생성기(1023)는 상기 보호 구간 삽입기(1021)에서 출력한 신호를 입력하여 제1안테나(1031)와, 제

2안테나(1033)와, ..., 제N안테나(1035) 각각으로 송신되도록 송신 빔을 생성하여 상기 디지털/아날로그 변환기(1123)로 출력한다. 여기서, 상기 송신 빔 생성기(1023)는 상기 송신 빔을 생성하기 위한 가중치들을 별도로 계산하여 상기 송신 빔을 생성하는 것이며, 상기 송신 빔 생성을 위한 구체적인 동작은 직접적인 연관이 없으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 물론, 상기 기지국 수신기가 이전 시점에서 상기 피드백 정보 데이터를 이동국 송신기로부터 수신하였을 경우, 상기 송신 빔 생성기(1023)는 상기 피드백 정보 데이터에 포함되어 있는 송신 가중치

$w_{T,k}$ 를 사용하여 송신 빔을 생성하게 된다.

또한, 상기 보호 구간은 상기 OFDM 통신시스템에서 OFDM 심벌을 송신할 때 이전 OFDM 심벌 시간에 송신한 OFDM 심벌과 현재 OFDM 심벌 시간에 송신할 현재 OFDM 심벌간에 간섭(interference)을 간섭을 제거하기 위해서 삽입된다. 또한, 상기 보호 구간은 일정 구간의 널(null) 데이터를 삽입하는 형태로 제안되었으나, 상기 보호 구간에 널 데이터를 전송하는 형태는 수신기에서 OFDM 심벌의 시작점을 잘못 추정하는 경우 서브 캐리어들간에 간섭이 발생하여 수신 OFDM 심벌의 오판정 확률이 높아지는 단점이 존재하여 시간 영역의 OFDM 심벌의 마지막 일정 비트들을 복사하여 유효 OFDM 심벌에 삽입하는 형태의 'Cyclic Prefix' 방식이나 혹은 시간 영역의 OFDM 심벌의 처음 일정 비트들을 복사하여 유효 OFDM 심벌에 삽입하는 'Cyclic Postfix' 방식으로 사용하고 있다. 상기 디지털/아날로그 변환기(1025)는 상기 송신 빔 생성기(1023)에서 출력한 신호를 입력하여 아날로그 변환한 후 상기 RF 처리기(1027)로 출력한다. 여기서, 상기 RF 처리기(1027)는 필터(filter)와 전처리기(front end unit) 등의 구성들을 포함하며, 상기 디지털/아날로그 변환기(1025)에서 출력한 신호를 실제 에어(air)상에서 전송 가능하도록 RF 처리한 후 상기 안테나들을 통해 에어(air)상으로 전송한다.

두 번째로, 상기 OFDM 이동 통신 시스템의 기지국 수신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 기지국 수신기는 RF 처리기(1037)와, 아날로그/디지털 변환기(analog/digital converter)(1039)와, 수신 빔 생성기(1041)와, 신호 처리기(1043)와, 피드백 정보 생성기(1045)와, 보호 구간 제거기(guard interval remover)(1047)와, 직렬/병렬 변환기(1049)와, 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; 이하 'FFT'라 칭하기로 한다)기(1051)와, 파일럿 심벌 추출기(pilot symbol extractor)(1053)와, 동기 amp; 채널 추정기(synchronization amp; channel estimator)(1055)와, 등화기(equalizer)(1057)와, 병렬/직렬 변환기(1059)와, 심벌 디매핑기(symbol demapper)(1061)로 구성된다.

먼저, 상기 이동국 송신기에서 송신한 신호는 다중 경로 채널(multipath channel)을 겪고 잡음이 가산된 형태로 상기 기지국 수신기의 안테나들을 통해서 수신된다. 상기 안테나들을 통해 수신된 신호는 상기 RF 처리기(1037)로 입력되고, 상기 RF 처리기(1037)는 상기 수신 안테나들을 통해 수신된 신호를 중간 주파수(Intermediate Frequency) 대역으로 다운 컨버팅(down converting)한 후 상기 아날로그/디지털 변환기(1039)로 출력한다. 상기 아날로그/디지털 변환기(1039)는 상기 RF 처리기(1037)에서 출력한 아날로그 신호를 디지털 변환한 후 상기 수신 빔 생성기(1041) 및 신호 처리기(1043)로 출력한다. 상기 신호 처리기(1043)는 상기 아날로그/디지털 변환기(1039)에서 출력한 신호를 입

력하여 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 계산하고, 상기 수신 가중치 $w_{R,k}$ 를 사용하여 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산한 후, 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 상기 피드백 정보 생성기(1045)로 출력한다. 상기 피드백 정보 생성기(1045)는 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 피드백 정보를 생성한다. 여기서, 상기 피드백 정보 생성기(1045)에서 생성된 피드백 정보가 상기 기지국 송신기에서 송신되는 피드백 정보가 되는 것이다. 또한, 상기 피드백 정보는 일 예로 전용 물리 채널 등을 통해서 송신된다.

한편, 상기 수신 빔 생성기(1041)에서 출력한 신호는 상기 보호 구간 제거기(1047)로 입력된다. 상기 보호 구간 제거기(1047)는 상기 수신 빔 생성기(1041)에서 출력한 신호를 입력하여 보호 구간 신호를 제거한 후 상기 직렬/병렬 변환기(1049)로 출력한다. 상기 직렬/병렬 변환기(1049)는 상기 보호 구간 제거기(1047)에서 출력한 직렬 신호를 입력하여 병렬 변환한 후 상기 FFT기(1051)로 출력한다. 상기 FFT기(1051)는 상기 직렬/병렬 변환기(1049)에서 출력한 신호를 N-포인트 FFT를 수행한 후 상기 등화기(1057) 및 상기 파일럿 심벌 추출기(1053)로 출력한다. 상기 등화기(1057)는 상기 FFT기(1051)에서 출력한 신호를 입력하여 채널 등화(channel equalization)한 후 상기 병렬/직렬 변환기(1059)로 출력한다.

상기 병렬/직렬 변환기(1059)는 상기 등화기(1057)에서 출력한 병렬 신호를 입력하여 직렬 변환한 후 상기 심벌 디매핑기(1061)로 출력한다. 상기 심벌 디매핑기(1061)는 상기 병렬/직렬 변환기(1059)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 이동국 송신기에서 적용한 변조 방식에 상응하는 복조 방식으로 복조하여 수신 정보 데이터 비트로 출력한다.

한편, 상기 FFT기(1051)에서 출력한 신호는 상기 파일럿 심벌 추출기(1053)로 입력되고, 상기 파일럿 심벌 추출기(1053)는 상기 FFT기(1051)에서 출력한 신호에서 파일럿 심벌들을 검출하고, 상기 검출한 파일럿 심벌들을 상기 동기 amp; 채널 추정기(1055)로 출력한다. 상기 동기 amp; 채널 추정기(1055)는 상기 파일럿 심벌 추출기(1053)에서 출력한 파일럿 심벌들을 이용하여 동기 및 채널 추정을 수행하고 그 결과를 상기 등화기(1057)로 출력한다.

상기 도 10에서는 기지국 수신기가 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 계산하고, 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 상기 이동국 송신기로 피드백하는 경우를 설명하였다. 그러나, 상기 기지국 송수신기 구조가 그대로 이동국 송수신기 구조로 사용될 수도 있으며, 다만 상기 도 10에서는 피드백 정보를 생성하여 송신하는 측면을 중심으로 하여 설명하였음에 유의하여야 한다.

다음으로 도 11을 참조하여 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 OFDM 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 11은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 OFDM 이동 통신 시스템의 이동국 송수신기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 11을 설명하기에 앞서, 상기 OFDM 이동 통신 시스템은 상기 MIMO-AAA 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 그러면, 상기 송신기 및 수신기는 다수의 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 구비해야만 하는데, 상기 도 11에서는 상기 송신 안테나들 및 수신 안테나들을 별도로 구비하는 것이 아니라 듀플렉서를 사용하여 동일한 안테나들을 시분할하여 사용하는 경우를 가정하기로 한다. 또한, 상기 도 11에서는 N개의 안테나들을 사용한다고 가정하기로 한다.

그러면, 첫 번째로 상기 OFDM 이동 통신 시스템의 이동국 송신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 도 11을 참조하면, 상기 이동국 송신기는 심벌 매핑기(1111)와, 직렬/병렬 변환기(1113)와, 파일럿 심벌 삽입기(1115)와, IFFT기(1117)와, 병렬/직렬 변환기(1119)와, 보호 구간 삽입기(1121)와, 송신 빔 생성기(1123)와, 피드백 정보 처리기(1125)와, 디지털/아날로그 변환기(1127)와, RF 처리기(1129)로 구성된다. 한편, 듀플렉서(1131)는 상기 이동국 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용하며, N개의 안테나들, 즉 제1안테나(1133)와, 제2안테나(1135)와, ..., 제N안테나(1137) 역시 상기 이동국 송신기 및 수신기 모두 공통 구조로 사용한다. 여기서, 상기 심벌 매핑기(1111)와, 직렬/병렬 변환기(1113)와, 파일럿 심벌 삽입기(1115)와, IFFT기(1117)와, 병렬/직렬 변환기(1119)와, 보호 구간 삽입기(1121)와, 송신 빔 생성기(1123)와, 디지털/아날로그 변환기(1127)와, RF 처리기(1129)는 상기 도 10의 심벌 매핑기(1011)와, 직렬/병렬 변환기(1013)와, 파일럿 심벌 삽입기(1015)와, IFFT기(1017)와, 병렬/직렬 변환기(1019)와, 보호 구간 삽입기(1021)와, 송신 빔 생성기(1023)와, 디지털/아날로그 변환기(1025)와, RF 처리기(1027)와 동일한 동작을 수행하므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

상기 피드백 정보 처리기(1125)는 상기 이동국 수신기가 수신한 피드백 정보를 분석하여 상기 피드백 정보에 포함되어 있는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 검출하고, 상기 검출한 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 상기 송신빔 생성기(1123)로 출력한다. 상기 이동국 수신기가 피드백 정보를 수신하는 과정은 하기에서 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 상기 송신빔 생성기(1123)는 상기 송신 가중치 $w_{T,k}$ 에 상응하게 송신빔을 생성한다.

두 번째로, 상기 OFDM 이동 통신 시스템의 이동국 수신기에 대해서 설명하기로 한다.

상기 수신기는 RF 처리기(1139)와, 아날로그/디지털 변환기(1141)와, 수신 빔 생성기(1143)와, 신호 처리기(1145)와, 보호 구간 제거기(1147)와, 직렬/병렬 변환기(1149)와, FFT기(1151)와, 파일럿 심벌 추출기(1153)와, 동기 amp; 채널 추정기(1155)와, 등화기(1157)와, 병렬/직렬 변환기(1159)와, 심벌 디매핑기(1161)로 구성된다. 여기서, 상기 RF 처리기(1139)와, 아날로그/디지털 변환기(1141)와, 수신 빔 생성기(1143)와, 신호 처리기(1145)와, 보호 구간 제거기(1147)와, 직렬/병렬 변환기(1149)와, FFT기(1151)와, 파일럿 심벌 추출기(1153)와, 동기 amp; 채널 추정기(1155)와, 등화기(1157)와, 병렬/직렬 변환기(1159)와, 심벌 디매핑기(1161)는 상기 도 10의 RF 처리기(1037)와, 아날로그/디지털 변환기(1039)와, 수신 빔 생성기(1041)와, 신호 처리기(1043)와, 보호 구간 제거기(1047)와, 직렬/병렬 변환기(1049)와, FFT기(1051)와, 파일럿 심벌 추출기(1053)와, 동기 amp; 채널 추정기(1055)와, 등화기(1057)와, 병렬/직렬 변환기(1059)와, 심벌 디매핑기(1061)와 동일한 동작을 수행하므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 다만, 상기 심벌 디매핑기(1161)가 최종적으로 출력하는 수신 데이터가 상기 피드백 정보, 즉 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 포함하는 피드백 정보가 되는 것이며, 상기 심벌 디매핑기(1161)에서 출력한 피드백 정보가 상기 피드백 정보 처리기(1125)로 입력되는 것이다.

상기 도 11에서는 이동국 수신기가 피드백 정보를 수신하고, 상기 수신한 피드백 정보에 포함되어 있는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 를 사용하여 이동국 송신기가 송신빔을 생성하는 경우를 설명하였다. 그러나, 상기 이동국 송수신기 구조가 그대로 기지국 송수신기 구조로 사용될 수도 있으며, 다만 상기 도 11에서는 송신 가중치 $w_{T,k}$ 가 포함되어 있는 피드백 정보를 수신하는 측면을 중심으로 하여 설명하였음에 유의하여야 한다.

다음으로 도 12를 참조하여 수신 안테나, 일 예로 스마트 안테나(smart antenna)를 사용할 경우 수신 안테나들의 개수에 따라 본 발명의 혼합형 가중치 생성 방식의 특성을 시뮬레이션한 결과를 설명하기로 한다.

상기 도 12는 본 발명의 실시예들에 따른 혼합형 가중치 생성 방식을 사용할 경우 기지국 수신기의 수신 안테나들의 개수에 따른 특성 곡선을 나타낸 그래프이다.

상기 도 12를 참조하면, 상기 기지국 수신기가 구비하는 수신 안테나들의 개수가 6개인 경우와 수신 안테나들의 개수가 10개인 경우의 방사 패턴이 도시되어 있다. 일 예로, 임의의 이동국이 57° 에 존재하고 있다고 가정하면, 상기 수신 안테나들의 개수가 10개인 경우가 수신 안테나들의 개수가 6개인 경우보다 안테나 이득(antenna gain)이 정규화된 이득이 0.2 정도 이득을 가짐을 알 수 있고, 또한 수신 빔을 더 정확하게 생성함을 알 수 있다. 결과적으로, 이동 통신 시스템의 시스템 용량 관점에서 고려하면, 상기 수신 안테나들의 개수가 증가하면 할수록 수신 신호의 크기를 증폭할 수 있고 따라서 정확한 통신 서비스가 가능하게 되어 시스템 용량이 증가됨을 알 수 있다.

한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

발명의 효과

상술한 바와 같은 본 발명은, 이동 통신 시스템에서 두가지 방식을 혼합한 혼합형 가중치 생성 방식, 예컨대, CM 방식 및 DD 방식에 대해 시그모이드 함수에 의해 차등적으로 가중치를 부여함으로써, 하나의 방법을 사용하거나 또는 두가지 방식을 변환하여 사용할 때보다도 빠르면서도 정확하게 최소 MSE 값을 가지는 가중치를 생성하는 것을 가능하게 한다는 이점을 가진다.

따라서, 상기와 같이 빠르면서도 최소 MSE 값을 가지는 가중치를 생성할 수 있기 때문에 정확한 수신 빔을 생성하는 것이 가능하게 되고, 상기 정확한 수신 빔 생성은 수신하기를 원하는 신호만을 정확하게 수신하는 것을 가능하게 하여 시스템 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다. 또한, 본 발명은 수신기에서 수신 가중치를 사용하여 생성한 송신 가중치를 송신기측으로 피드백하여 송신기가 송신 가중치로 사용하는 것을 가능하게 한다는 이점을 가진다. 이렇게, 송신기가 송신 가중치를 피드백받음으로써 송신 가중치 계산을 위한 별도의 연산 과정을 수행하지 않아도 되므로 그 연산 로드(load)가 제거된다는 이점을 가진다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 송수신 빔 형성을 위한 가중치 정보를 송수신하는 방법에 있어서,

수신 장치에서 소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 과정과,

상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하고, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 과정과,

상기 산출된 송신 가중치로부터 소정의 피드백 정보를 생성하고, 상기 피드백 정보를 상기 송신 장치로 송신하는 과정을 포함하는 상기 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 최소 에러값을 산출하는 과정은,

상기 제1 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제1 에러값에 제1 가중치를 부여하는 과정과, 상기 제2 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제2 에러값에 상기 제1 가중치로부터 산출된 제2 가중치를 부여하는 과정과, 상기 가중치들이 부여된 제1 에러값 및 제2 에러값으로부터 최소 에러값을 산출하는 과정을 포함하는 상기 방법.

청구항 3.

제2항에 있어서,

상기 제1 방식은 상수 계수(CM: Constant Modulus) 방식이며, 상기 제2방식은 결정 방향(DD: Decision-Directed) 방식임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 4.

제1항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱(MS: Mean Square)값임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 5.

제1항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱 에러(MSE: Mean Square Error)값임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 6.

제2항에 있어서,

상기 제1 에러값 및 제2 에러값은 시그모이드 함수 관계임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 7.

제2항에 있어서,

상기 최소 에러값(e_k)은 하기 <수학식 22>에 의해 산출됨을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\text{수학식 32} \\ e_k = \alpha_k \cdot e_k^{CM} + \beta_k \cdot e_k^{DD}$$

$$\alpha_k = g(|e_k^{DD}|),$$

$$\beta_k = (1 - g(|e_k^{DD}|)) \frac{|e_k^{CM}|}{|e_k^{DD}|},$$

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-0.5)}}, a > 0$$

여기서, 상기 e_k 는 최소 에러값이며, e_k^{CM} 는 상기 제1 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, e_k^{DD} 는 상기 제2 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, α_k 는 제1 가중치이며, β_k 는 제2 가중치이다.

청구항 8.

제1 장치는 제1 송신기와 제1 수신기를 가지며, 제2 장치는 제2 송신기와 제2 수신기를 가지며, 상기 제1 장치와 제2 장치는 다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 방법에 있어서,

상기 제1 장치의 상기 제1 수신기가 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 과정과,

상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 상기 제1 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하고, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 상기 제2 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가

중치를 산출하는 과정과,

상기 제1 장치의 제1 수신기가 상기 제2 장치의 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 과정과,

상기 제1 수신기로부터 생성된 피드백 정보를 상기 제1 송신기를 통해 상기 제2 장치로 송신하는 과정과,

상기 제2 장치의 제2 수신기가 상기 피드백 정보를 수신하는 과정과,

상기 피드백 정보를 수신한 제2 장치가 상기 피드백 정보로부터 상기 송신 가중치를 검출하고, 상기 검출한 송신 가중치에 상응하게 송신 빔을 생성하여 상기 제2 송신기를 통해 신호를 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 9.

제8항에 있어서,

상기 최소 에러값을 산출하는 과정은,

상기 제1 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제1 에러값에 제1 가중치를 부여하는 과정과, 상기 제2 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제2 에러값에 상기 제1 가중치로부터 산출된 제2 가중치를 부여하는 과정과, 상기 가중치들이 부여된 제1 에러값 및 제2 에러값으로부터 최소 에러값을 산출하는 과정을 포함하는 상기 방법.

청구항 10.

제8항에 있어서,

상기 제1 방식은 상수 계수(CM: Constant Modulus) 방식이며, 상기 제2 방식은 결정 방향(DD: Decision-Directed) 방식임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 11.

제8항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱(MS: Mean Square)값임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 12.

제8항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱 에러(MSE: Mean Square Error)값임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 13.

제9항에 있어서,

상기 제1 에러값 및 제2 에러값은 시그모이드 함수 관계임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 14.

제9항에 있어서,

상기 최소 에러값(e_k)은 하기 <수학식 23>에 의해 산출됨을 특징으로 하는 상기 방법.

수학식 33

$$e_k = \alpha_k \cdot e_k^{CM} + \beta_k \cdot e_k^{DD}$$

$$\alpha_k = g(|e_k^{DD}|),$$

$$\beta_k = (1 - g(|e_k^{DD}|)) \frac{|e_k^{CM}|}{|e_k^{DD}|},$$

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-0.5)}}, a > 0$$

여기서, 상기 e_k 는 최소 에러값이며, e_k^{CM} 는 상기 제1 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, e_k^{DD} 는 상기 제2 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, a_k 는 제1 가중치이며, β_k 는 제2 가중치이다.

청구항 15.

다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 시스템에 있어서,

소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하고, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 신호 처리기와,

상기 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 피드백 정보 생성기와,

상기 피드백 정보를 상기 송신 장치로 송신하는 송신기를 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 16.

제15항에 있어서,

상기 신호 처리기는;

소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 에러값 산출기와,

상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 가중치 계산기와,

상기 가중치 계산기로부터 산출된 송신 가중치를 소정의 스냅동안 저장하고, 상기 가중치 계산기로 출력하여, 다음 상기 저장된 이전 스냅의 송신 가중치를 다음 스냅의 송신 가중치의 계산에 적용하는 메모리를 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 17.

제16항에 있어서,

상기 최소 에러값의 산출은,

상기 제1 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제1 에러값에 제1 가중치를 부여하고, 상기 제2 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제2 에러값에 상기 제1 가중치로부터 산출된 제2 가중치를 부여하여, 상기 가중치들이 부여된 제1 에러값 및 제2 에러값으로부터 최소 에러값을 산출함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 18.

제15항에 있어서,

상기 제1 방식은 상수 계수(CM: Constant Modulus) 방식이며, 상기 제2방식은 결정 방향(DD: Decision-Directed) 방식임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 19.

제15항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱(MS: Mean Square)값임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 20.

제15항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱 에러(MSE: Mean Square Error)값임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 21.

제17항에 있어서,

상기 제1 에러값 및 제2 에러값은 시그모이드 함수 관계임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 22.

제17항에 있어서,

상기 최소 에러값(e_k)은 하기 <수학식 24>에 의해 산출됨을 특징으로 하는 상기 시스템.

수학식 34

$$e_k = \alpha_k \cdot e_k^{CM} + \beta_k \cdot e_k^{DD}$$

$$\alpha_k = g(|e_k^{DD}|),$$

$$\beta_k = (1 - g(|e_k^{DD}|)) \frac{|e_k^{CM}|}{|e_k^{DD}|},$$

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-0.5)}}, a > 0$$

여기서, 상기 e_k 는 최소 에러값이며, e_k^{CM} 는 상기 제1 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, e_k^{DD} 는 상기 제2 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, α_k 는 제1 가중치이며, β_k 는 제2 가중치이다.

청구항 23.

다중 입력 다중 출력 적응 안테나 어레이 방식을 사용하는 제1 장치 및 제2 장치간에 데이터를 송수신하는 이동 통신 시스템에서 송신 가중치 정보를 송수신하는 시스템에 있어서,

소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하고, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출한 후, 상기 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 제1 수신기와, 상기 제1 수신기가 생성한 피드백 정보를 상기 제2 장치 송신하는 제1 송신기를 포함하는 제1 장치와,

상기 피드백 정보를 수신하는 제2 수신기와, 상기 제2 수신기가 수신한 피드백 정보로부터 상기 송신 가중치를 검출하고, 상기 검출한 송신 가중치에 상응하게 송신 빔을 생성하여 신호를 송신하는 제2 송신기를 포함하는 제2 장치를 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 24.

제23항에 있어서,

상기 제1 장치는;

소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하고, 상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 신호 처리기와,

상기 송신 가중치를 포함하는 피드백 정보를 생성하는 피드백 정보 생성기와,

상기 피드백 정보를 상기 송신 장치로 송신하는 송신기를 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 25.

제24항에 있어서,

상기 신호 처리기는;

소정의 신호를 수신하고, 소정의 기준 신호와 상기 수신된 신호간의 에러를 최소화하기 위한 제1 방식 및 제2 방식에 각각 가중치를 차등적으로 부가하여 최소 에러값을 산출하는 에러값 산출기와,

상기 수신 신호를 역확산한 신호와 상기 산출된 최소 에러값을 사용하여 수신 장치의 수신 빔 생성을 위한 수신 가중치를 산출하여, 상기 수신 가중치 및 상기 최소 에러값을 사용하여 송신 장치의 송신 빔 생성을 위한 송신 가중치를 산출하는 가중치 계산기와,

상기 가중치 계산기로부터 산출된 송신 가중치를 소정의 스냅동안 저장하고, 상기 가중치 계산기로 출력하여, 다음 상기 저장된 이전 스냅의 송신 가중치를 다음 스냅의 송신 가중치의 계산에 적용하는 메모리를 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 26.

제24항에 있어서,

상기 최소 에러값의 산출은,

상기 제1 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제1 에러값에 제1 가중치를 부여하고, 상기 제2 방식에 의해 최소의 비용함수를 가지도록 산출된 제2 에러값에 상기 제1 가중치로부터 산출된 제2 가중치를 부여하여, 상기 가중치들이 부여된 제1 에러값 및 제2 에러값으로부터 최소 에러값을 산출함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 27.

제23항에 있어서,

상기 제1 방식은 상수 계수(CM: Constant Modulus) 방식이며, 상기 제2방식은 결정 방향(DD: Decision-Directed) 방식임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 28.

제23항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱(MS: Mean Square)값임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 29.

제23항에 있어서,

상기 에러값은 평균 제곱 에러(MSE: Mean Square Error)값임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 30.

제23항에 있어서,

상기 제1 에러값 및 제2 에러값은 시그모이드 함수 관계임을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 31.

제24항에 있어서,

상기 최소 에러값(e_k)은 하기 <수학식 25>에 의해 산출됨을 특징으로 하는 상기 시스템.

$$\text{수학식 35}$$

$$e_k = \alpha_k \cdot e_k^{CM} + \beta_k \cdot e_k^{DD}$$

$$\alpha_k = g(|e_k^{DD}|),$$

$$\beta_k = (1 - g(|e_k^{DD}|)) \frac{|e_k^{CM}|}{|e_k^{DD}|},$$

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-0.5)}}, a > 0$$

여기서, 상기 e_k 는 최소 에러값이며, e_k^{CM} 는 상기 제1 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, e_k^{DD} 는 상기 제2 방식을 사용하여 계산한 상기 수신 신호의 에러값이며, α_k 는 제1 가중치이며, β_k 는 제2 가중치이다.

청구항 32.

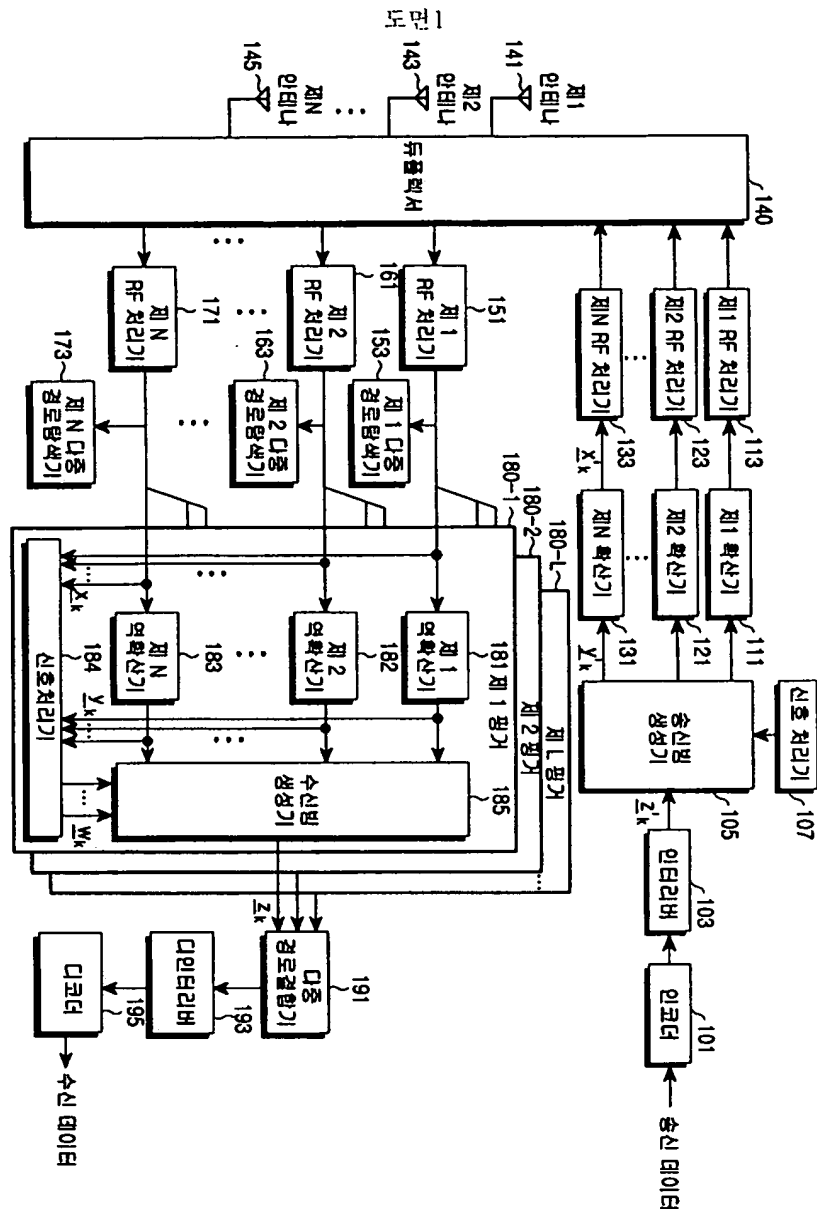
제23항에 있어서,

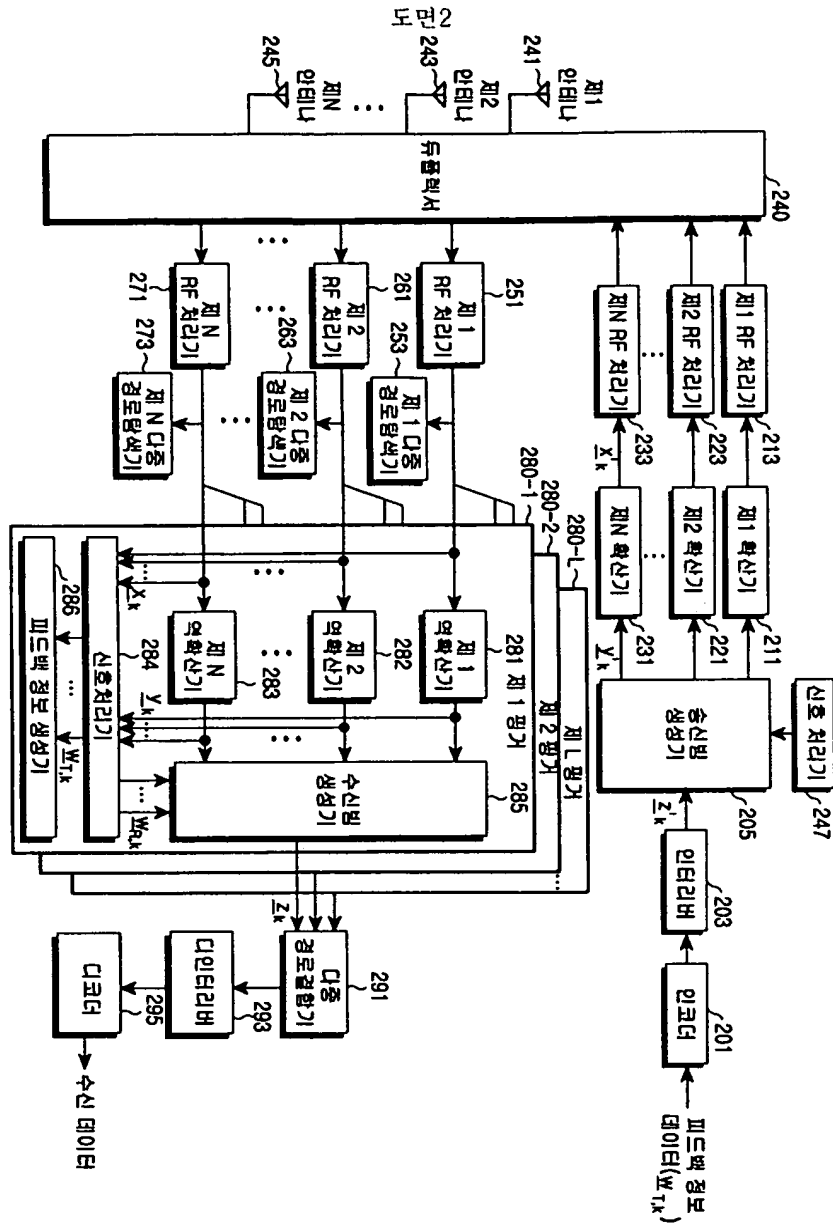
상기 제2 송신기는;

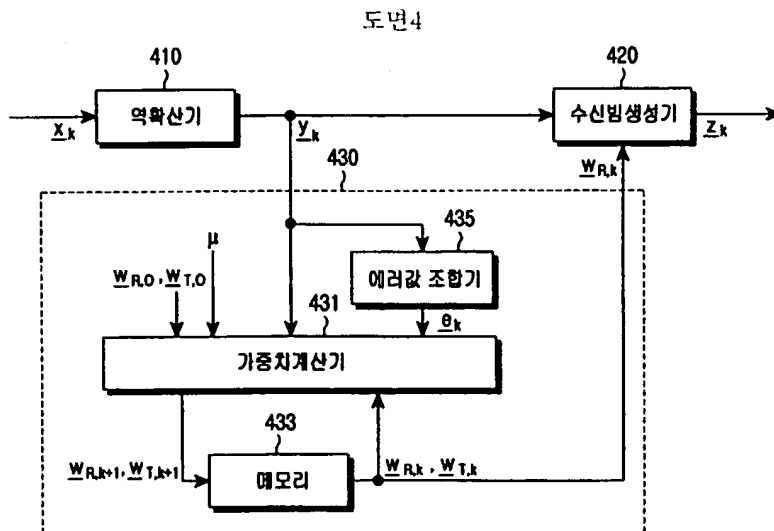
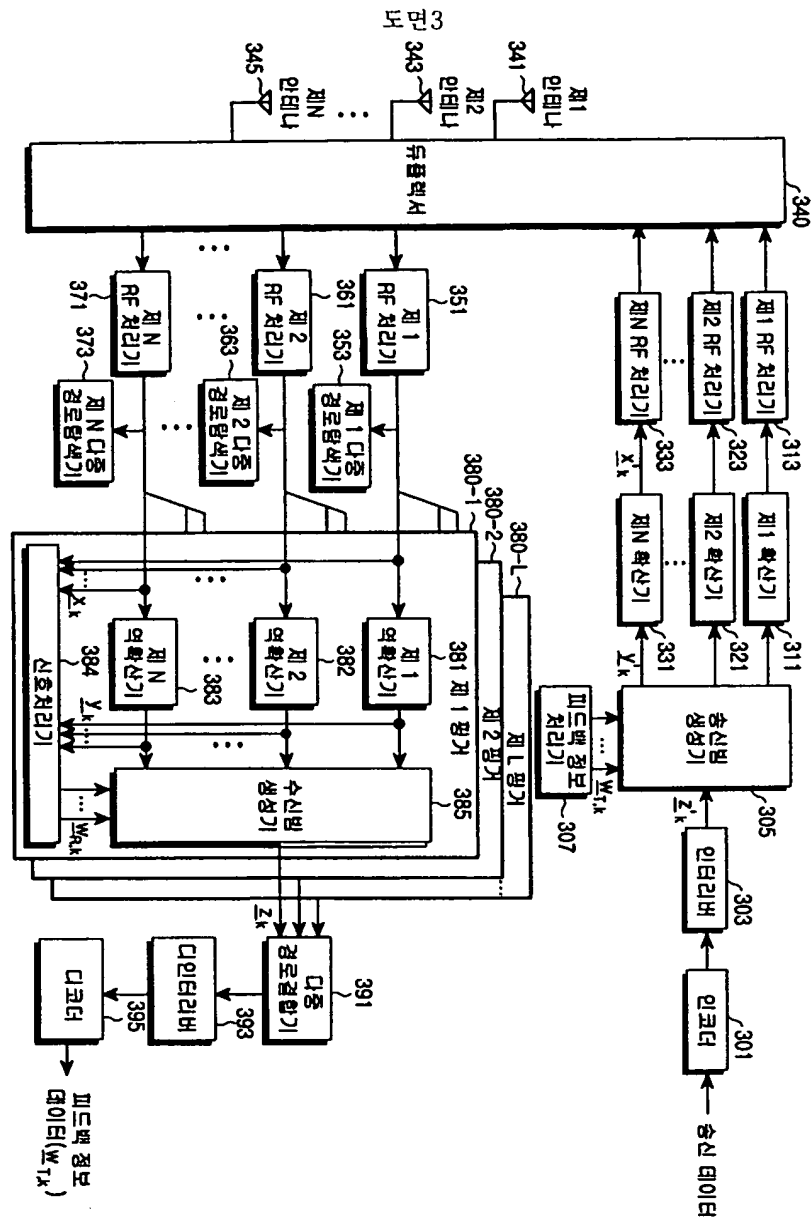
상기 수신한 피드백 정보로부터 상기 송신 가중치를 검출하는 피드백 정보 처리기와,

상기 검출한 송신 가중치를 사용하여 송신 빔을 생성하는 송신 빔 생성기를 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

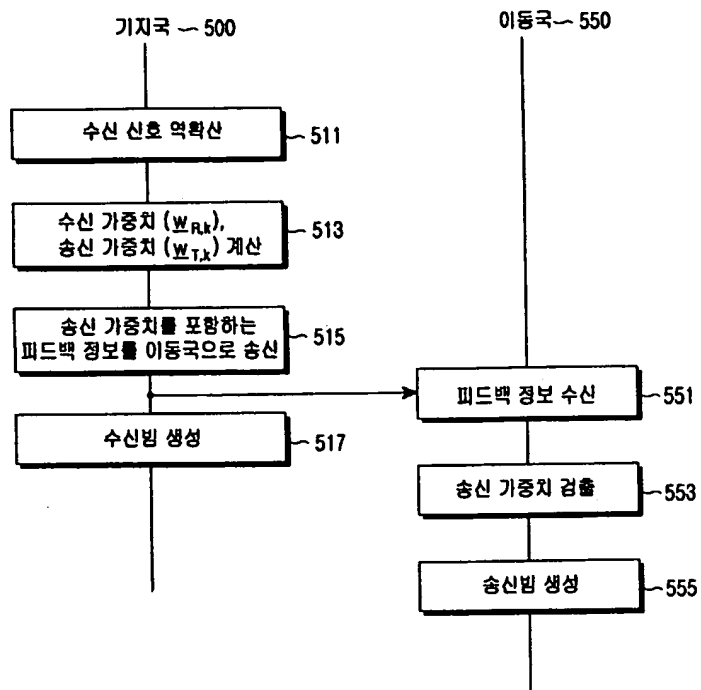
도면



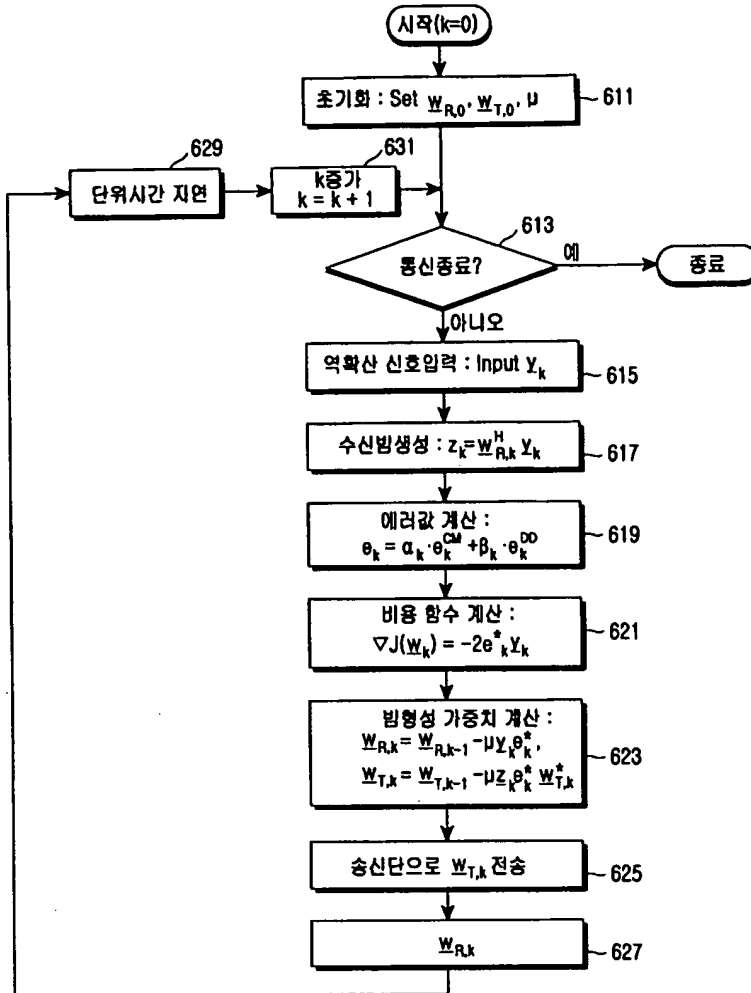




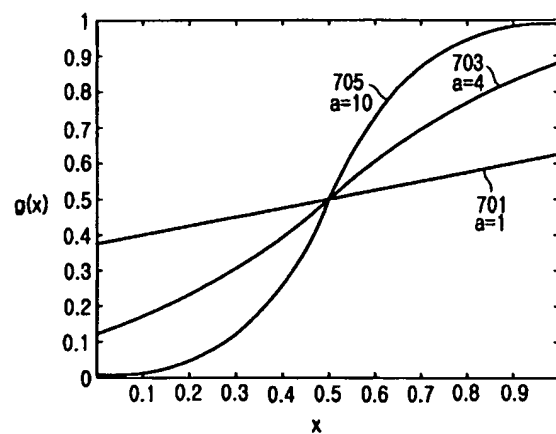
도면5



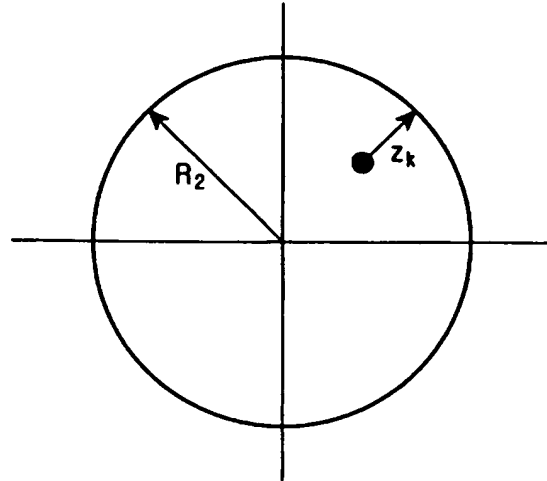
도면6



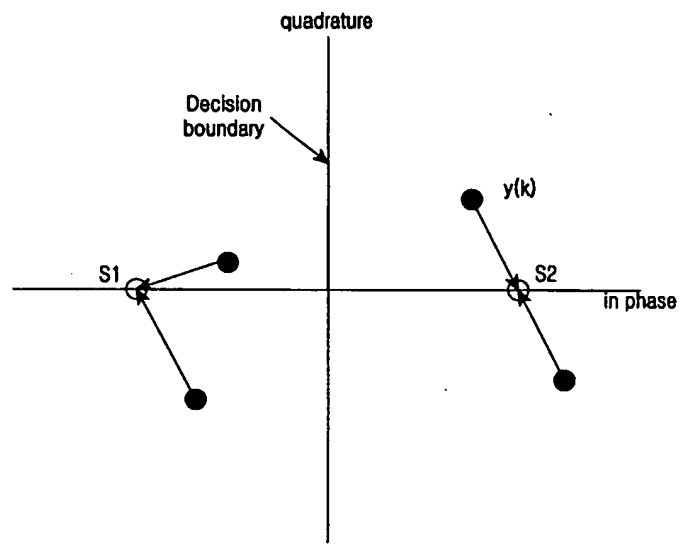
도면7



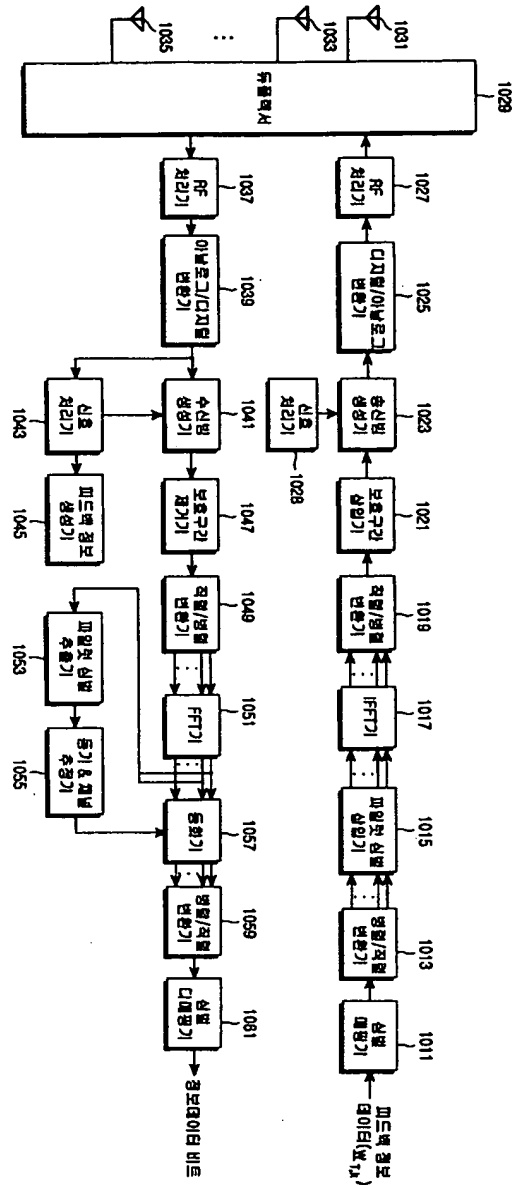
도면8



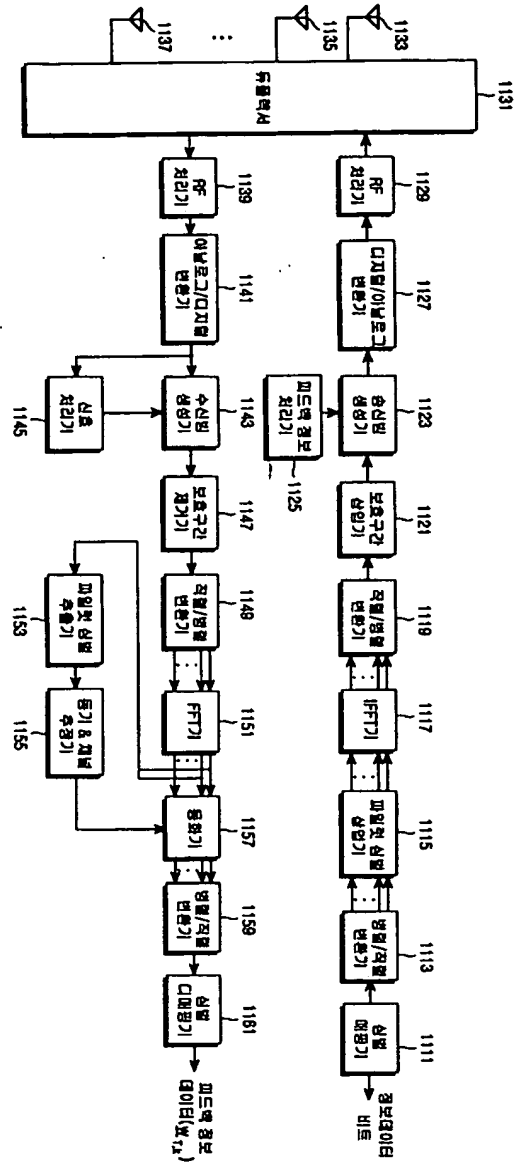
도면9



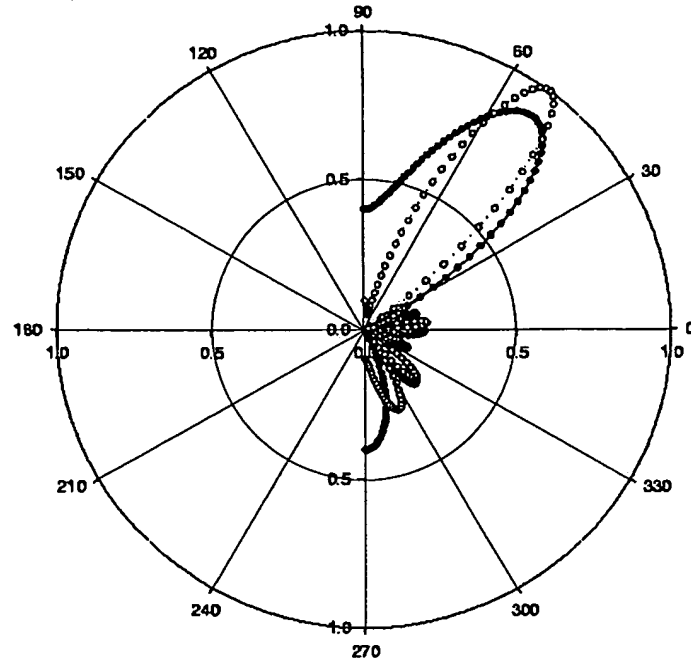
도면10



도면11



도면12



- : 수신 안테나 개수가 6개일때
- : 수신 안테나 개수가 10개일때

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.